ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

PROBLEMAS DE ELECTRÓNICA BÁSICA

Verónica del Pozo Romano

EBAS
Ejercicios de clase

TEMA 2: DIODOS DE UNIÓN

Ejercicio 1

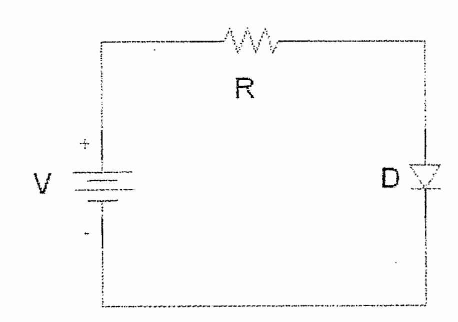
Determinar la corriente que circula por el diodo de la figura en los siguientes casos:

a) Se trata de un diodo ideal.

b) Se trata de un diodo con $V_\gamma = 0,6\ V$

c) Se trata de un diodo con $V_\gamma = 0,6\ V$, $R_f = 10\Omega$

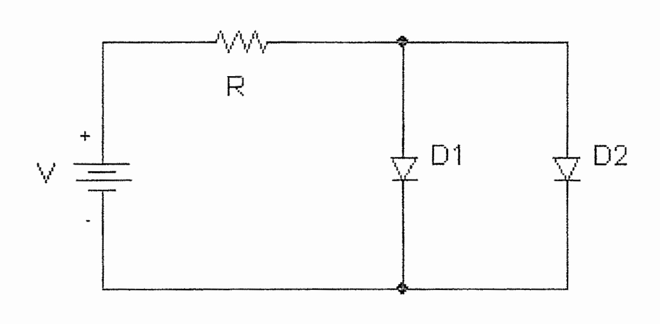
Datos: $V = 5V$, $R = 1k\Omega$

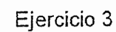


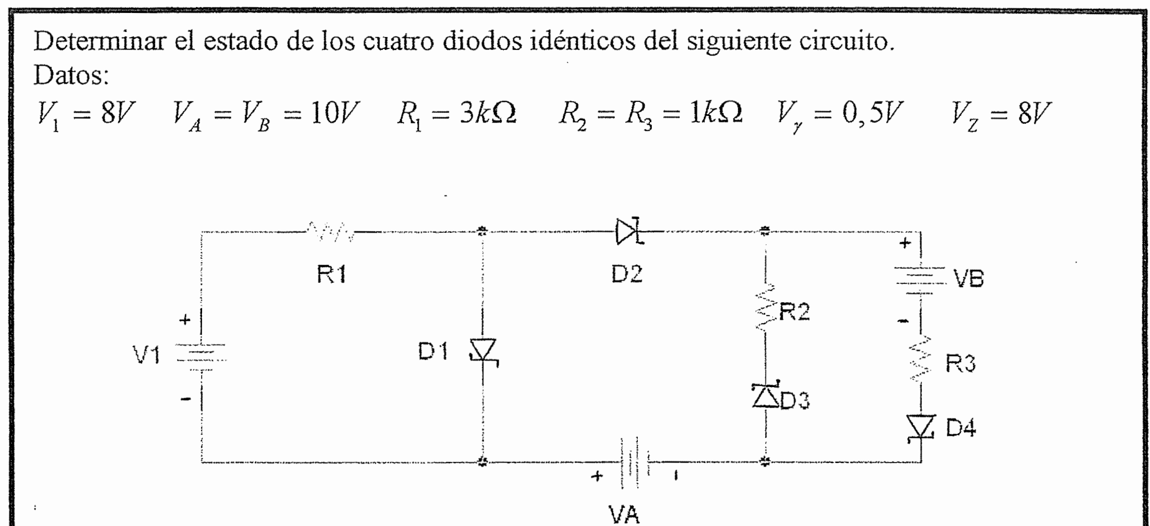
Ejercicio 2

Determinar las corrientes que circulan por los diodos D1 y D2 del circuito de la figura. Las características de ambos diodos pueden aproximarse por tramos lineales.

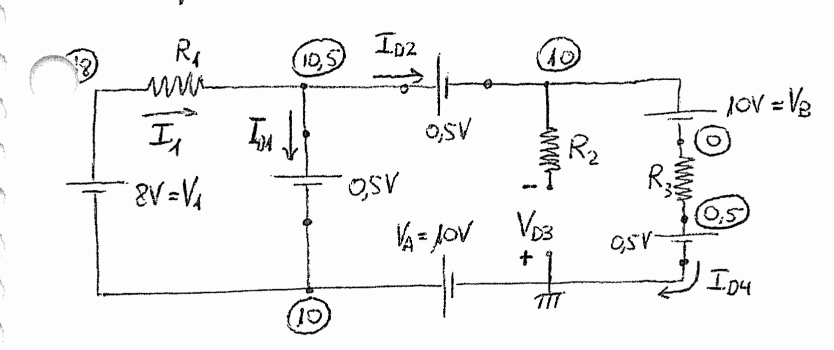
Datos: $V = 50V$ $R = 1k\Omega$ $V_{\gamma 1} = 0,2$ $V_{\gamma 2} = 0,6$ $R_f = 10\Omega$.



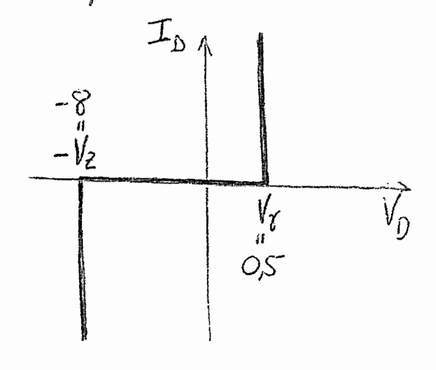




Primera suposición: D1 ≡ ON , D2 ≡ ON , D3 ≡ OFF , D4 ≡ ON



Se pueden obtener las tensiones de todos los nudos sin resolver ninguna ecuación. Comprobamos a continuación las hipótesis teniendo en cuenta que son diodos zener:



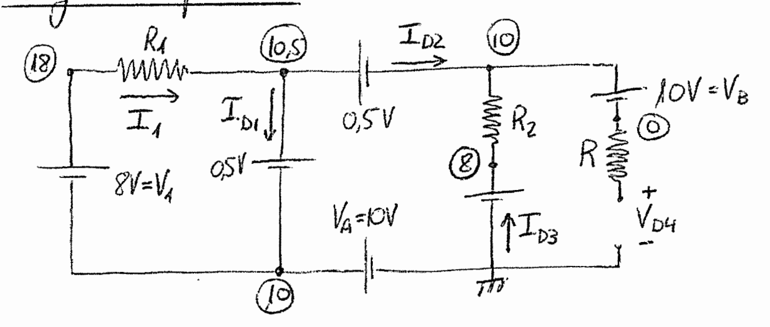
$D4 \equiv ON \Rightarrow I_{D4} = \frac{0-0,5}{1} = -0,5 < 0$ NO

$D3 \equiv OFF \Rightarrow V_{D3} = 0 - 10 = -10 < V_Z = 8V$ NO

$D2 \equiv ON \Rightarrow I_{D2} = I_{D4} = -0,5 < 0$ NO

$D1 \equiv ON \Rightarrow I_{D1} = I_1 - I_{D2} = \frac{18-10,5}{3} - (-0,5) = 3mA > 0$ OK

Segunda suposición: D1 ≡ ON, D2 ≡ ON D3 ≡ DIS D4 ≡ OFF



Comprobamos las hipótesis de nuevo:

$D4 \equiv OFF \Rightarrow V_{D4} = 0 < V_\gamma = 0,5$ OK

$D3 \equiv DIS \Rightarrow I_{D3} = \frac{8-10}{1} = -2mA < 0$ OK

$D2 \equiv ON \Rightarrow I_{D2} = -I_{D3} = 2mA > 0$ OK

$D1 \equiv ON \Rightarrow I_{D1} = I_1 - I_{D2} = \frac{18-10,5}{3} - 2 = 0,5mA >$ OK

Esta es, por tanto, la suposición correcta.

Ejercicio 4

Calcular la función de transferencia $v_0(v_I)$ de los siguientes circuitos.

Datos: $R = 1k\Omega$ $V_\gamma = 0$ $V_{\gamma 1} = V_{\gamma 2} = 0,7$ tensión de

(a) (b)

R Vi D Vo — R Vi D1 D2 Vo

(a) D ≡ ON Circuito equivalente:

$V_0 = 0$ $(V_\gamma = 0)$

→ tenemos que forzar $I_D > 0$

malla 1: $V_i + RI_D = 0$

$I_D = \frac{-V_i}{R} > 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow +V_i < 0$

D ≡ OFF

$V_o = V_i$ (malla)

→ Tenemos que forzar $V_D \leq 0$

$V_D = -V_o = -V_i \leq 0 \Rightarrow V_i \geq 0$

$$V_o(V_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } V_i < 0 \\ V_i & \text{si } V_i \geq 0 \end{cases}$$

I_D ON OFF V_D $I_D = 0$

(a extra) Representar la señal de salida $V_o(t)$ si la entrada $V_i(t)$ es una sinusoide

$V_o(t)$ (señal corregida)

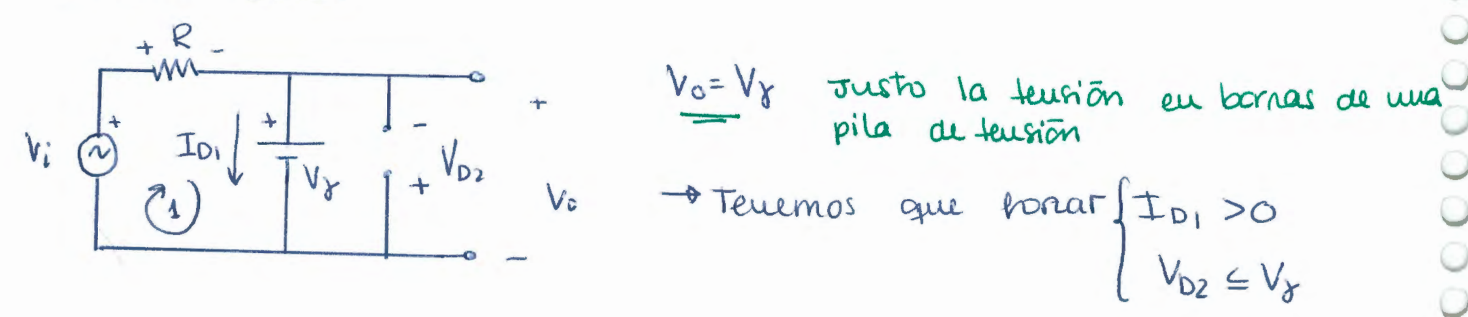
t

$V_i(t)$ (señal original)

(b) NB: los dos diodos NO pueden estar ON a la vez

No se pueden poner dos pilas de tensión distintas en paralelo!

$D_1 \equiv ON \quad D_2 \equiv OFF$



$\underline{V_o = V_\gamma}$ Justo la tensión en bornas de una pila de tensión

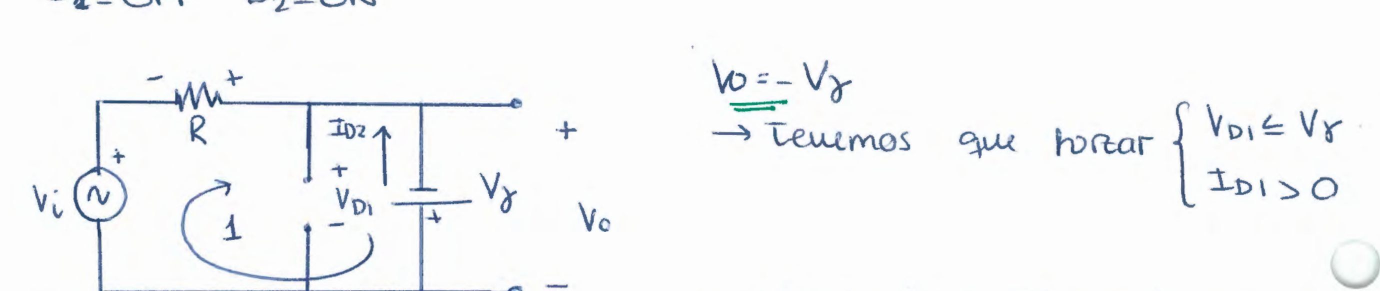
→ Tenemos que forzar $\begin{cases} I_{D1} > 0 \\ V_{D2} \leq V_\gamma \end{cases}$

malla 1: $V_i - RI_{D1} - V_\gamma = 0 \Rightarrow I_{D1} = \dfrac{V_i - V_\gamma}{R} > 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_i - V_\gamma > 0 \Rightarrow \boxed{V_i > V_\gamma}$

• $\underline{V_{D2} = -V_\gamma = -0'7 \leq 0'7}$ se cumple siempre que el otro diodo esté en ON

$D_1 \equiv OFF \quad D_2 \equiv ON$



$\underline{V_o = -V_\gamma}$

→ Tenemos que forzar $\begin{cases} V_{D1} \leq V_\gamma \\ I_{D1} > 0 \end{cases}$

malla 1: $V_i + RI_{D2} + V_\gamma = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow I_{D2} = \dfrac{V_i + V_\gamma}{-R} > 0 \Rightarrow \underline{V_i < -V_\gamma}$

$\underline{V_{D1} = -V_\gamma = -0'7 \leq 0'7}$ se cumple siempre que el otro diodo esté ON

$D1 \equiv OFF \quad D2 \equiv OFF$

$\underline{V_o = V_i}$

→ Tenemos que forzar $\begin{cases} V_{D1} \leq V_\gamma \\ V_{D2} \leq V_\gamma \end{cases}$

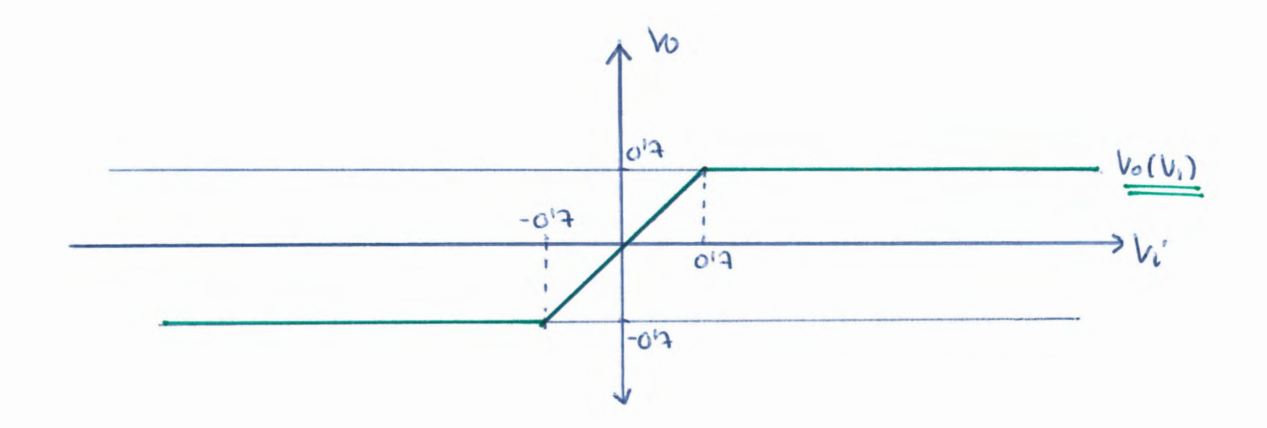
$V_{D1} = V_o = V_i \leq V_\gamma$

$V_{D2} = -V_o = -V_i \leq V_\gamma \Rightarrow V_i \geq -V_\gamma$

$\boxed{\Rightarrow -V_\gamma \leq V_i < V_\gamma}$

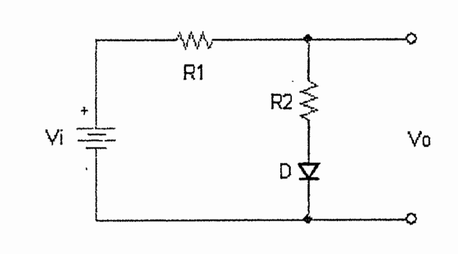
Podemos ya representar:

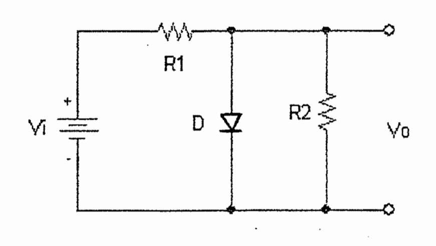
$$V_o(V_i) = \begin{cases} -0'7 & \text{si} \quad V_i < -0'7 \\ V_i & \text{si} \quad -0'7 \leq V_i \leq 0'7 \\ 0'7 & \text{si} \quad V_i > 0'7 \end{cases}$$



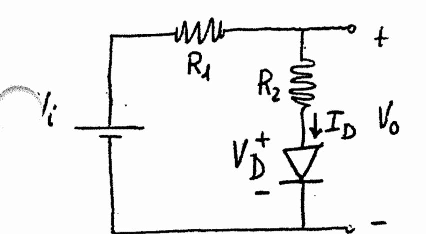
Ejercicio 5

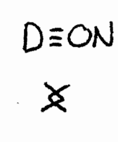
Expresar en función de v_I para los casos $v_I > 0$ y $v_I < 0$ para los siguientes circuitos. Suponga que el diodo es ideal y que $R_1 = R_2$. Representar la forma de onda de la salida v_0 para una señal de entrada $v_i = 100 \operatorname{sen} wt$ de baja frecuencia en ambos casos.

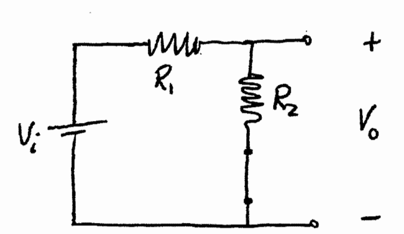




Circuito 1



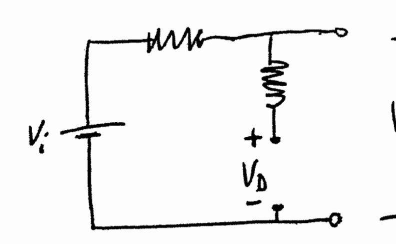




Se trata de un divisor de tensión: $V_o = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_i = \frac{R_2}{2R_2} V_i = \frac{V_i}{2} \Rightarrow \boxed{V_o = \frac{V_i}{2}}$

Comprobamos la hipótesis: $D \equiv ON \Rightarrow I_D = \frac{V_o}{R_2} = \frac{V_i/2}{R_2} > 0 \Rightarrow \boxed{V_i > 0}$

D≡OFF

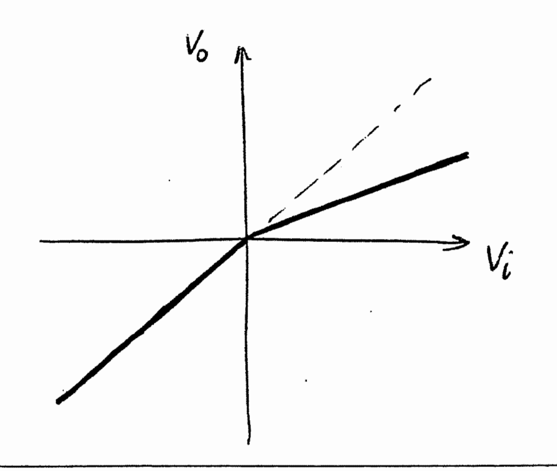


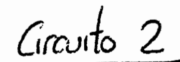
$\boxed{V_o = V_i}$ directamente del circuito.

Comprobamos la hipótesis: $D \equiv OFF \Rightarrow V_D = V_i < V_\gamma = 0 \Rightarrow \boxed{V_i < 0}$

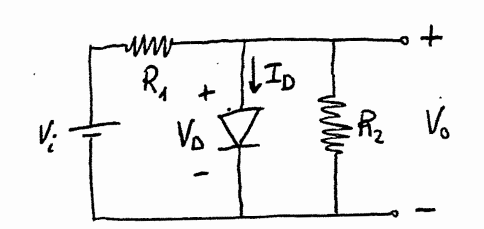
Por tanto, la curva de transferencia es:

$$V_o(V_i) = \begin{cases} V_i & \text{si } V_i < 0 \\ \frac{V_i}{2} & \text{si } V_i > 0 \end{cases}$$





Circuito 2

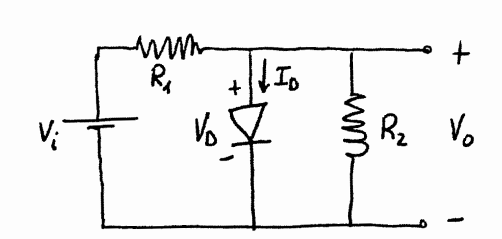


$D \equiv ON$

V_i R_1 R_2 + V_o -

$\boxed{V_o = 0}$ directamente del circuito

Comprobación de hipótesis: $I_{R1} = I_D = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_i}{R_1} > 0 \Rightarrow \boxed{V_i > 0}$



$D \equiv OFF$

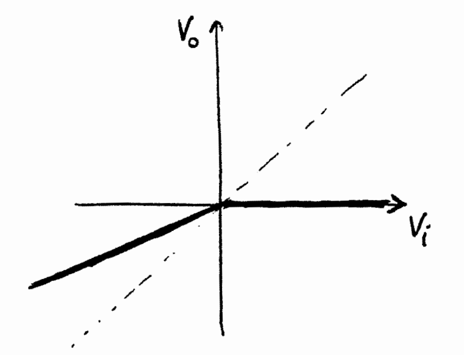
V_i R_1 + V_D - R_2 + V_o -

Por divisor de tensión $V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i = \frac{R_2}{2R_2} V_i \Rightarrow \boxed{V_o = \frac{V_i}{2}}$

Comprobamos la hipótesis: $D \equiv OFF \Rightarrow V_D = V_o = \frac{V_i}{2} < V_\gamma = 0 \Rightarrow \boxed{V_i < 0}$

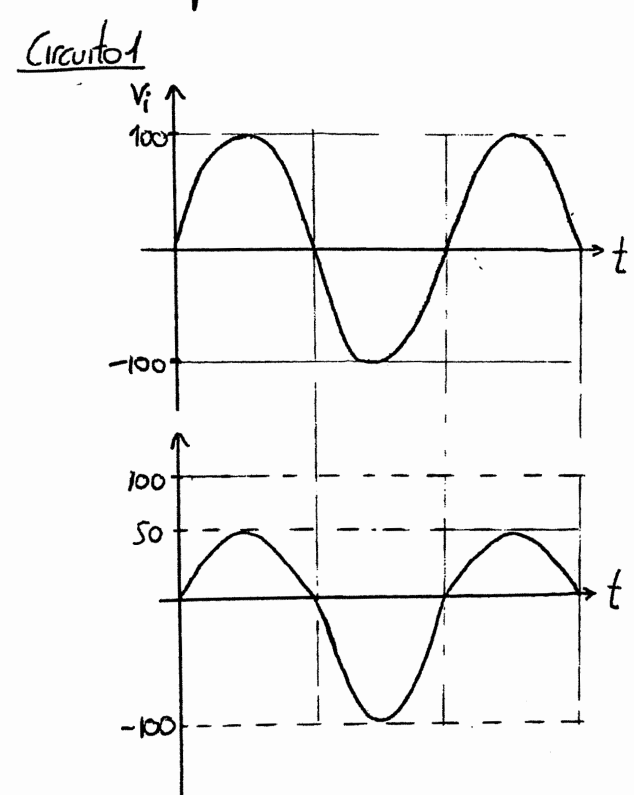
La función de transferencia es:

$$\boxed{V_o(V_i) = \begin{cases} \frac{V_i}{2} & \text{si} \quad V_i < 0 \\ 0 & \text{si} \quad V_i > 0 \end{cases}}$$

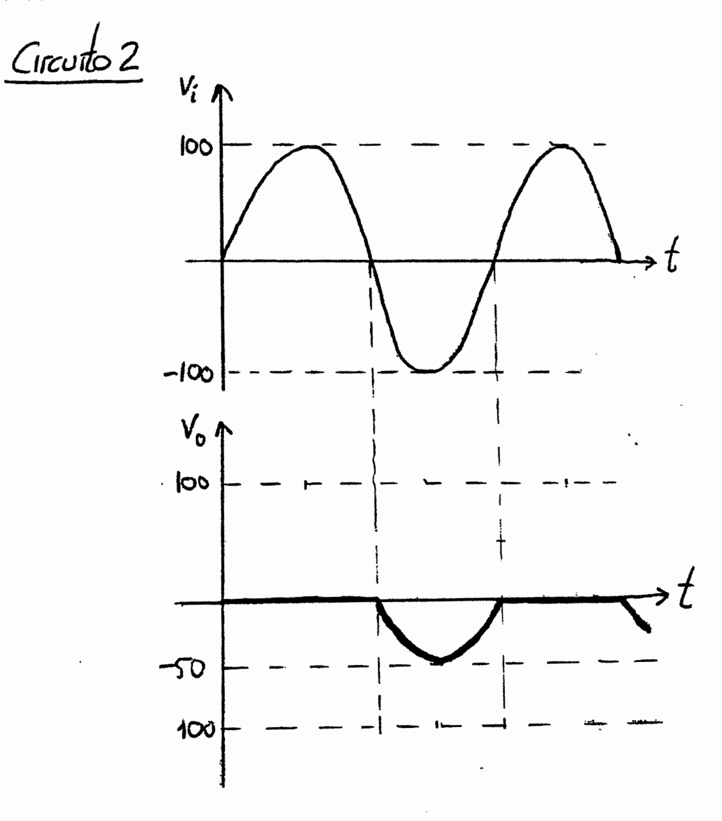


Por último, representamos las señales de salida:

Circuito 1

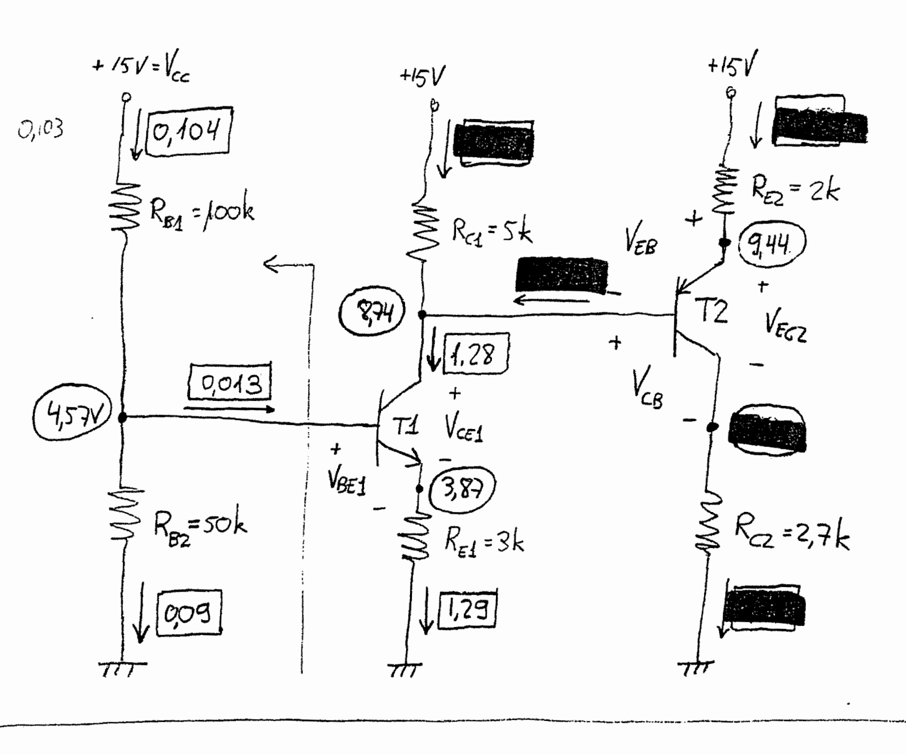


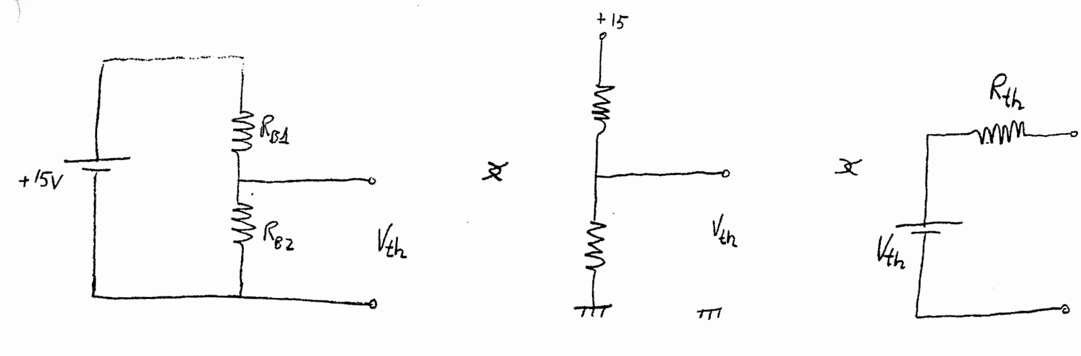
Circuito 2



Ejercicio 1 de clase del Tema

— Solución —





$$V_{th} = \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} V_{cc}$$ (Divisor de tensión) $$\Rightarrow V_{th} = \frac{50}{100+50} \cdot 15 = \frac{1}{3} 15 = 5V$$

Para calcular R_{th} se anulan los generadores:

$$R_{th} = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} \Rightarrow R_{th} = \frac{50 \cdot 100}{50+100} = \frac{5000}{150} = 33{,}3k$$

+15V, R_{C1}, I_{C1}, R_{th}, I_{B1}, T1, V_{BE1}, I_{E1}, R_{E1}, V_{th}

EE1: $V_{th} - I_{B1}R_{th} - V_{BE1} - I_{E1}R_{E1} = 0$

CE1: $V_{BE1} = V_{\gamma E} = 0{,}7$

CS1: $I_{C1} = \beta I_{B1}$

$$I_{B1} = \frac{V_{th} - V_{BE1}}{R_{th} + (\beta+1)R_{E1}} = \frac{5-0{,}7}{33{,}3+(100+1)3} = \frac{4{,}3}{336{,}3} = 0{,}0128\,mA = 0{,}013\,mA$$

$$I_{C1} = \beta I_{B1} = 100 \cdot 0{,}0128 = 1{,}28\,mA$$

$$I_1 = \frac{V_{R1}}{R_{B1}} = \frac{15-4{,}57}{100} = 0{,}104\,mA$$

$$I_{E1} = I_{B1} + I_{C1} = 0{,}0128 + 1{,}28 = 1{,}29\,mA$$

$$V_{E1} = I_{E1} \cdot R_{E1} = 1{,}29 \cdot 3 = 3{,}87\,V$$

$$I_2 = \frac{V_{B2}}{R_{B2}} = \frac{4{,}57}{50} = 0{,}09\,mA$$

$V_{B} = V_{E} + V_{BE} = 3{,}87+0{,}7 = 4{,}57V$

+15   +15

$5k = R_{C1}$, I_{C1}, T1, V_{CE1}, $3k = R_{E1}$

$R_{E2} = 2k$, V_{EB}, I_{E2}, T2, V_{EC}, I_{B2}, I_{C2}, $R_{C2} = 2{,}7k$

ES2: $V_{cc} - I_{E2}R_{E2} - V_{EC2} - I_{C2}R_{C2} = 0$

CE2: $V_{EB2} = V_{\gamma E} = 0{,}7$

CS2: $I_{C2} = \beta I_{B2}$

EE2: $V_{cc} - I_{E2}R_{E2} - V_{EB2} - V_{CE1} - I_{E1}R_{E1} = 0$

ES1: $V_{cc} - (I_{C1} - I_{B2})R_{C1} - V_{CE1} - I_{E1}R_{E1} = 0$ } ¿ V_{CE1}, I_{B2} ?

$$\left.\begin{array}{l} V_{cc} - (\beta+1)I_{B2}R_{E2} - V_{EB2} - V_{CE1} - (\beta+1)I_{B1}R_{E1} = 0 \\ V_{cc} - \beta I_{B1}R_{C1} + I_{B2}R_{C1} - V_{CE1} - (\beta+1)I_{B1}R_{E1} = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow \left.\begin{array}{l} 15 - 202 I_{B2} - 0{,}7 - V_{CE1} - 3{,}94 = 0 \\ 15 - 6{,}5 + 5 I_{B2} - V_{CE1} - 3{,}94 = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \ominus \left.\begin{array}{l} 10{,}36 = 202 I_{B2} + V_{CE1} \\ 4{,}56 = -5 I_{B2} + V_{CE1} \end{array}\right\}$$

$$5{,}80 = 207 I_{B2}$$

$\Rightarrow$ $I_{B2} = \dfrac{5{,}8}{207} \simeq$ [redacted]   No da justo por los decimales   } Ambos valores sal... de resolver el sist...

$V_{CE1} = 4{,}56 + 5 I_{B2} = 4{,}56 + 5 \cdot 0{,}0275 = 4{,}70V$

$I_{C2} = \beta I_{B2} = 100 \cdot 0{,}0273 =$ [redacted] $I_{E2} = I_{C2} + I_{B2} = 2{,}75 + 0{,}0275 =$ [redacted]

$V_{C2} = I_{C2} R_{C2} = 2{,}73 \cdot 2{,}7 =$ [redacted]

ES2: $V_{EC2} = V_{cc} - I_{E2}R_{E2} - I_{C2}R_{C2} = 15 - 2{,}82 \cdot 2 - 2{,}73 \cdot 2{,}7 = 1{,}99V$

$I_{C1} = \dfrac{V_{RC1}}{R_{C1}} = \dfrac{15 - 8{,}74}{5} =$ [redacted]

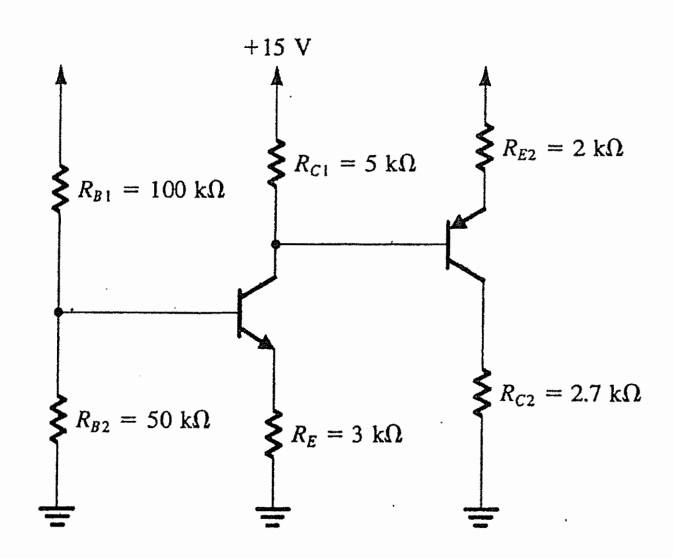
TEMA 3: TRANSISTOR BILPOLAR (BJT)

Ejercicio 1

Determinar el estado de los transistores así como las corrientes de cada rama y las tensiones de cada nudo en el siguiente circuito.

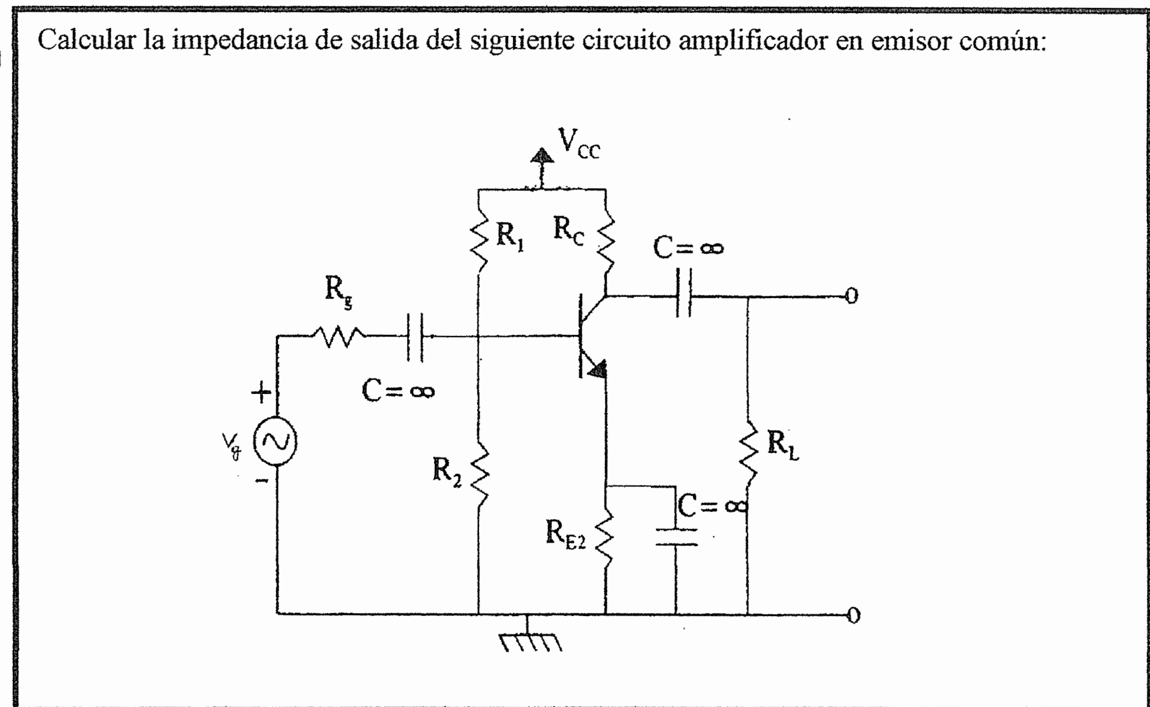
Datos: BJT npn: $V_{BEact} = 0,7V$ $V_{CEsat} = 0,2V$ $\beta = 100$

BJT pnp: $V_{EBact} = 0,7V$ $V_{ECsat} = 0,2V$ $\beta = 100$



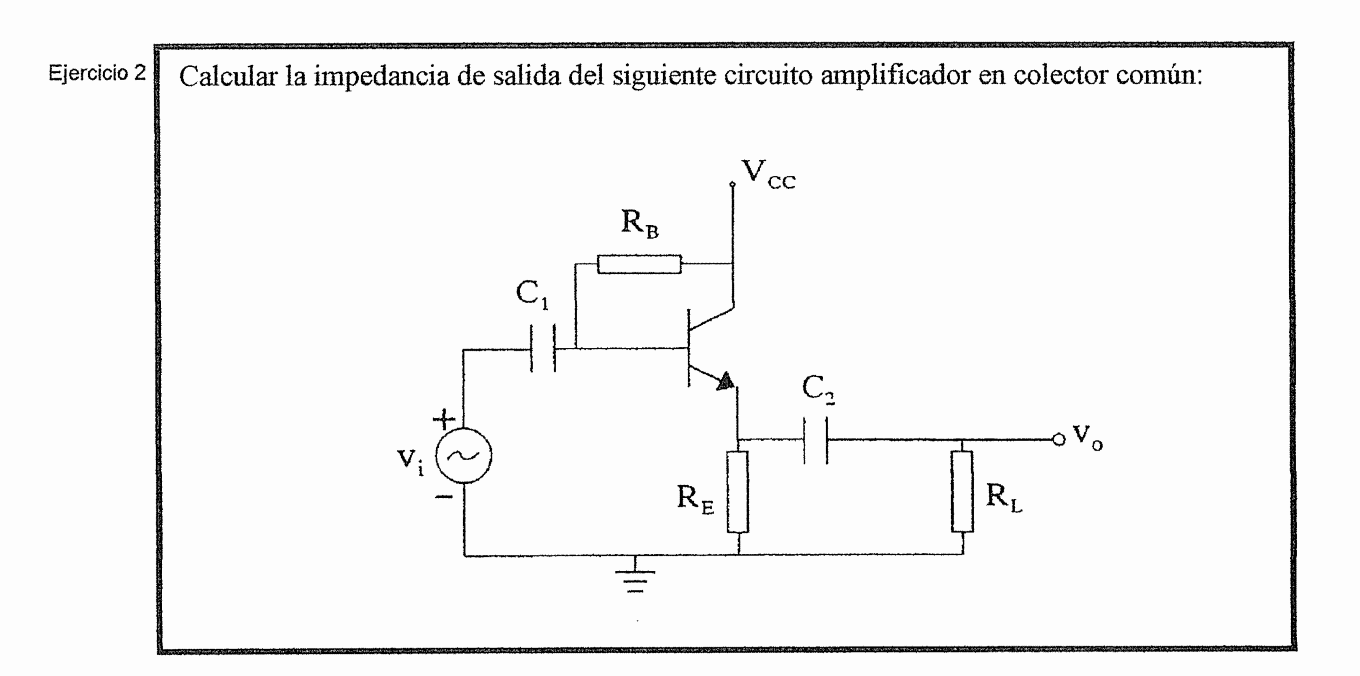
Ejercicio 1

Calcular la impedancia de salida del siguiente circuito amplificador en emisor común:



Ejercicio 2

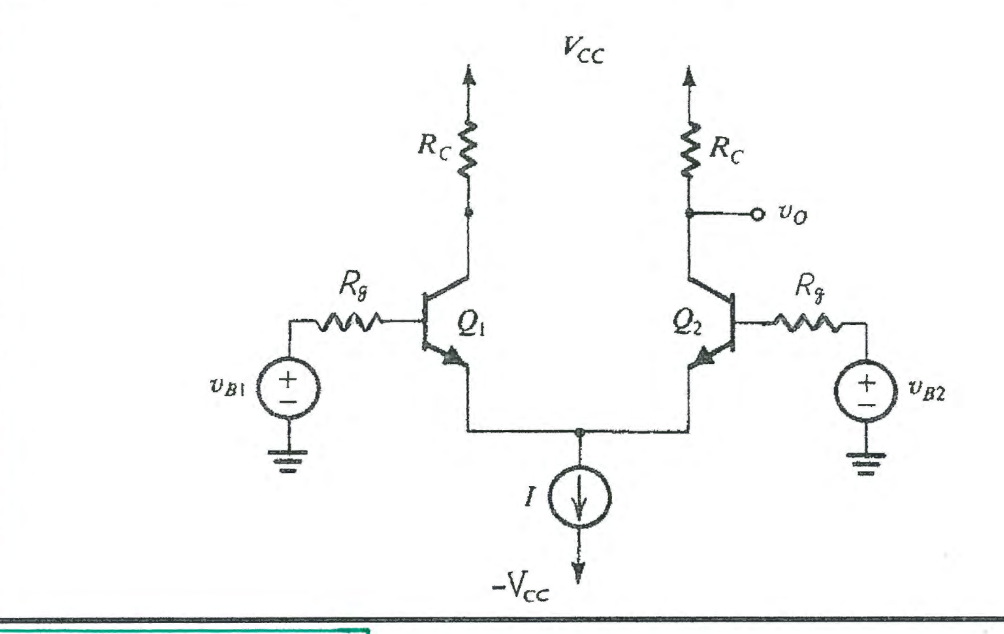
Calcular la impedancia de salida del siguiente circuito amplificador en colector común:



Ejercicio 1

Calcular la relación de rechazo al modo común (CMRR) del amplificador diferencial de la figura. En pequeña señal la fuente de corriente I es equivalente a una resistencia de valor $R_E = 30k\Omega$.

Datos: $R_C = 20k\Omega$ $R_g = 2k\Omega$ $r_\pi = 2k\Omega$ $\beta = 400$

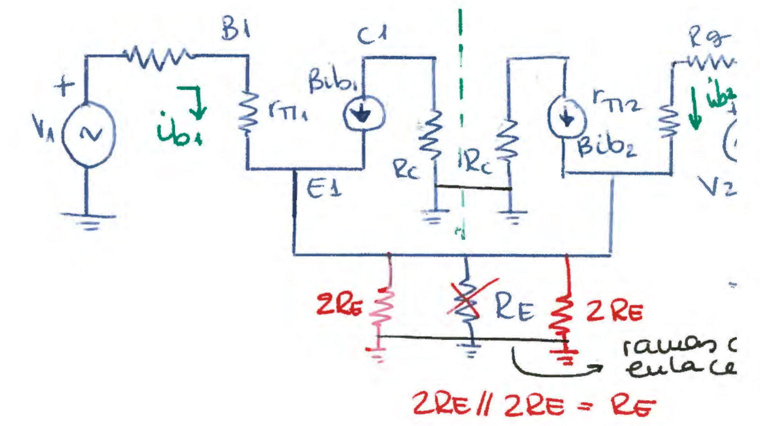


$$CMRR = 20\log\left|\frac{A_d}{A_c}\right|$$

Circuito equivalente en pequeña señ...

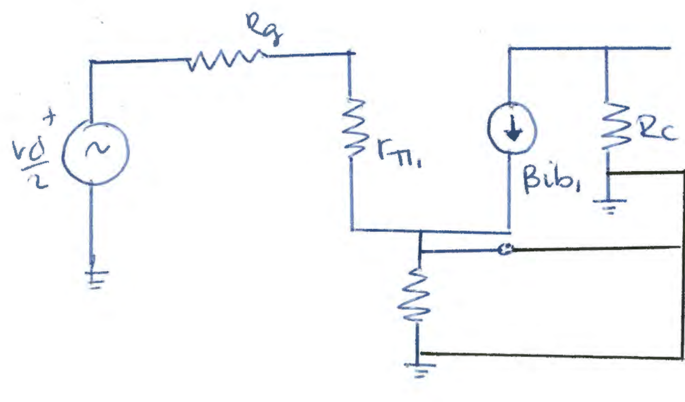
$$A_d = \frac{V_{od}}{V_d}$$

$$A_c = \frac{V_{oc}}{V_c}$$



MODO DIFERENCIAL

Ataque antisimétrico:



R_g, $\frac{V_d}{2}$, r_{π_1}, βi_{b_1}, $-V_{od}$

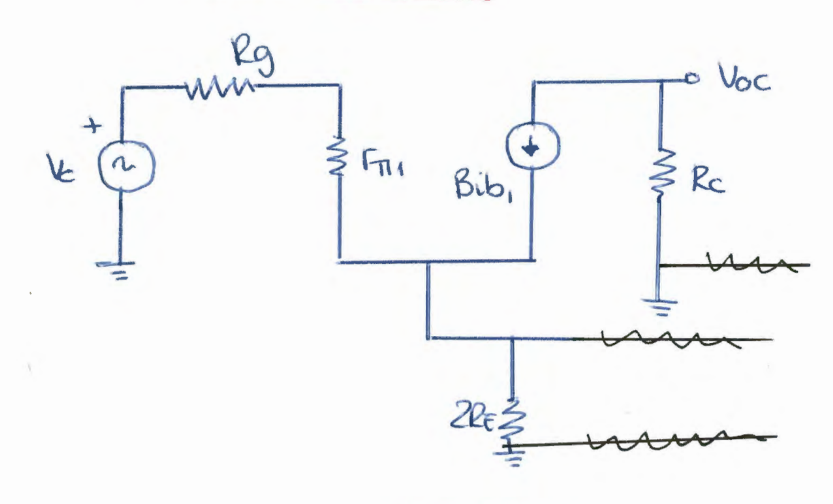
$* \ \frac{V_d}{2} = i_{b_1}(R_g + r_{\pi_1}) \Rightarrow V_d = 2 i_{b_1}(R_g + r_{\pi_1})$

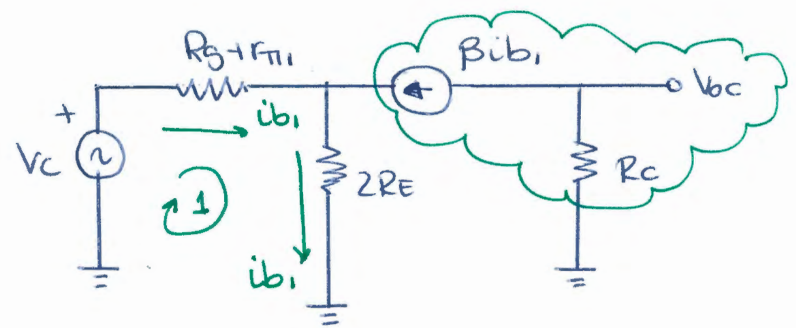
$* \ +V_{od} = +\beta i_{b_1} R_C$

Finalmente: $A_d = \frac{V_{od}}{V_d} = \frac{\beta i_{b_1} R_C}{2 i_{b_1}(R_g + r_{\pi_1})} = 10^3$

MODO COMÚN

Ataque simétrico





* malla 1: $V_c - ib_1(R_g + r_{\pi 1}) - 2(\beta+1) ib_1 R_E = 0$

$$V_c = ib_1 [R_g + r_{\pi 1} + 2(\beta+1) R_E]$$

* $V_{oc} = -\beta ib_1 R_c$

Finalmente: $A_c = \frac{V_{oc}}{V_c} = \frac{-\beta ib_1 R_c}{ib_1 [R_g + r_{\pi 1} + 2(\beta+1) R_E]} = -1/3$

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = 20 \log \left| \frac{10^3}{-1/3} \right| = 20 \log 3000 = 69'5 \text{ dB}$$

EBAS
Problemas de examen

FEBRERO 2000

Ejercicio 1. Suponiendo que los diodos de la Figura 1 son iguales e ideales salvo por tener una tensión umbral igual a 0,6 V, indique su estado (ON/OFF) y el valor de la tensión V_O para los valores de V_1 señalados en la tabla. Desarrolle y explique cada caso y escriba los resultados finales en la tabla.

V_1 (V)	D_1	D_2	V_O (V)	
0	ON	ON	5'4	(0,9 p.)
5	ON	OFF	7'8	(0,9 p.)
9,4	OFF	OFF	10	(0,7 p.)

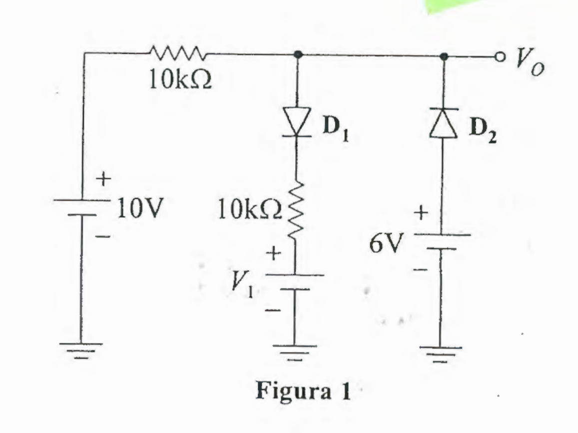
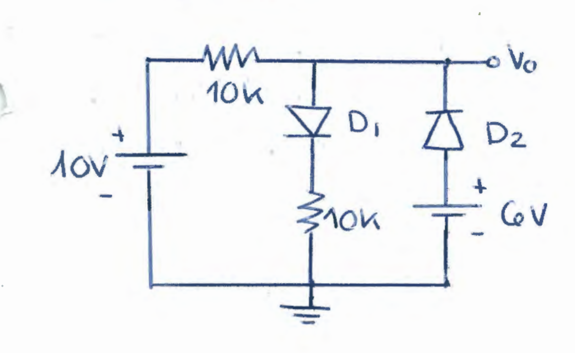


Figura 1

(a) $V_I = 0V$

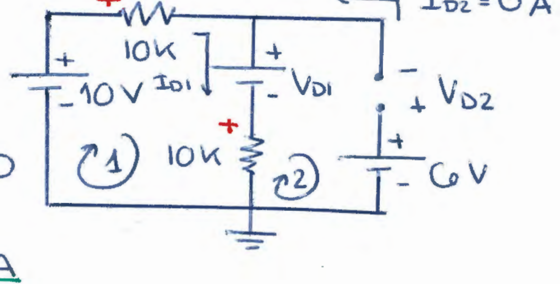


* Suponemos $D1 \equiv ON$ y $D2 \equiv OFF$

Tenemos que comprobar que:

$$\begin{cases} I_{D1} > 0 & [1] \\ V_{D2} \leq 0'6\,V & [2] \end{cases}$$

Circuito equivalente:



malla 1:

$$-10 + 10^4 \cdot I_{D1} + V_{D1} + 10^4 I_{D1} = 0 \quad (V_{D1} = 0'6V)$$

$$I_{D1} = \frac{+10 - 0'6}{2 \cdot 10^4} = 0'47\,mA$$

cumple la hipótesis [1] así que $D1 \equiv ON$ ok!

malla 2:

$$I_{D1} \cdot 10^4 + V_{D1} - 6 + V_{D2} = 0 \Rightarrow V_{D2} = 6 - 0'6 - 10^4 I_{D1} = 0'7\,V$$

($V_{D1} = 0'6V$, $I_{D1} = 0'47$)

no cumple la condición [2], así que $D2 \equiv OFF$ no puede ser!

* Hemos de hacer una nueva suposición $\begin{cases} D_1 \equiv ON \\ D_2 \equiv ON \end{cases}$

Tenemos que comprobar que: $\begin{cases} I_{D1} > 0 \; [1] \\ I_{D2} > 0 \; [2] \end{cases}$

Circuito equivalente:

I, A, 10k, I_{D1}, V_{D1}, I_{D2}, V_{D2}, 10V, 10k, 6V, (1), (2)

Nudo A: $I + I_{D2} = I_{D1} \Rightarrow I = I_{D1} - I_{D2}$

Malla 1: $-10 + 10^4 I + V_{D1} + 10^4 I_{D1} = 0$ ($V_{D1} = 0'6V$)

Malla 2: $10^4 I_{D1} + \cancelto{0'6V}{V_{D1}} + \cancelto{0'6V}{V_{D2}} - 6 = 0$

Despejamos $I_{D1} = \frac{6 - 1'2}{10^4} = 0'48\,mA > 0$ cumple la condición [1]

$\Rightarrow D_1 \equiv ON$ ok!

$-10 + 10^4 (I_{D1} - I_{D2}) + 0'6 + 10^4 I_{D1} = 0$

$-10 + 10^4 \cdot 0'48 - 10^4 I_{D2} + 0'6 + 10^4 \cdot 0'48 = 0$

$I_{D2} = 20\,\mu A > 0$ cumple la condición [2]

$\Rightarrow D_2 \equiv ON$ ok!

Calculamos V_o: $V_o = 6 - 0'6 = 5'4\,V$

(b) $V_I = 5V$

10k, D_1, D_2, 10V, 10k, 5V, 6V, V_o

Suponemos que $\begin{cases} D_1 \equiv ON \\ D_2 \equiv OFF \end{cases}$

Tenemos que comprobar que: $\begin{cases} I_{D1} > 0 \; [1] \\ V_{D2} \leq V_\gamma = 0'6 \; [2] \end{cases}$

Circuito equivalente:

10k, I_{D1}, V_{D1}, $I_{D2} = 0$, V_{D2}, 0V, 10k, 5V, 6V, (1), (2)

Malla 1: $-10 + 10^4 I_{D1} + V_{D1} + 10^4 \cdot I_{D1} + 5 = 0$ ($V_{D1} = 0'6$)

$I_{D1} = \frac{10 - 0'6 - 5}{2 \cdot 10^4} = 0'22\,mA > 0$

cumple [1] $\Rightarrow D_1 \equiv ON$ ok!

malla 2: $-6 + V_{D2} + \cancel{V_{D1}}^{0'6} + 10^4 \cdot I_{D1} + 5 = 0$

$V_{D2} = -1'8\ V \leq V_\gamma = 0'6$ cumple la condición [2]
$\Rightarrow D_2 \equiv OFF$ ok!

Calculamos V_0: $V_0 = 6 - V_{D2} = 6 - (-1'8) = 7'8\ V$

(c) $V_I = 9'4V$

Suponemos $\begin{cases} D_1 \equiv ON \\ D_2 \equiv OFF \end{cases}$

malla 1: $-10 + I_{D1} \cdot 10^4 + 0'6 + 10^4 \cdot I_{D1} - 9'4 = 0$

$I_{D1} = \dfrac{10 - 0'6 - 9'4}{2 \cdot 10^4} = 0A$ no cumple [1]
$\Rightarrow D_1 \equiv ON$ falso!

Suponemos ahora que $\begin{cases} D_1 \equiv OFF \\ D_2 \equiv OFF \end{cases}$ tenemos que comprobar: $\begin{cases} V_{D1} \leq V_\gamma = 0'6 & [1] \\ V_{D2} \leq V_\gamma = 0'6 & [2] \end{cases}$

Circuito equivalente:

10V, 10k, V_{D1}, 10k, 9'4V, V_{D2}, 6V, (1), (2)

NB: en una resistencia por la que no pasa corriente NO cae tensión!
$V = I \cdot R \Rightarrow V = 0 \cdot R \Rightarrow V = 0$

malla 1: $-10 + V_{D1} + 9'4 = 0$

$V_{D1} = 10 - 9'4 = 0'6 \leq 0'6 = V_\gamma$ cumple la condición [1]
$\Rightarrow D1 \equiv OFF$ ok!

malla 2: $V_{D2} - 6 + 9'4 + \cancel{V_{D1}}^{0'6} = 0$

$V_{D2} = 6 - 9'4 - 0'6 = -4V \leq 0'6 = V_\gamma$ cumple [2]
$\Rightarrow D2 \equiv OFF$ ok!

Calculamos V_0: $V_0 = +4 + 6 = 10\ V$

Ejercicio 1

En el circuito de la figura 1.1 los diodos de GaAs D1, D2 y D3 son iguales y sus características I-V pueden aproximarse por el modelo lineal por tramos de la figura 1.2. El conmutador puede estar en una de las dos posiciones señaladas como A y B. Determine:

a) La corriente I_D que atraviesa los diodos con el conmutador en la posición A **(0,8 p.)**

b) La corriente I_D que atraviesa los diodos con el conmutador en B si $R_F = 0$ **(0,8 p.)**

c) La corriente I_D que atraviesa los diodos con el conmutador en B si $R_F = 10\ \Omega$ **(0,4 p.)**

Suponga siempre estado estacionario.

DATOS: $V_{CC} = 10$ V; $I_P = 5$ mA; $R_1 = 3$ kΩ; $R_2 = 2$ kΩ; $V_{\gamma} = 1$ V.

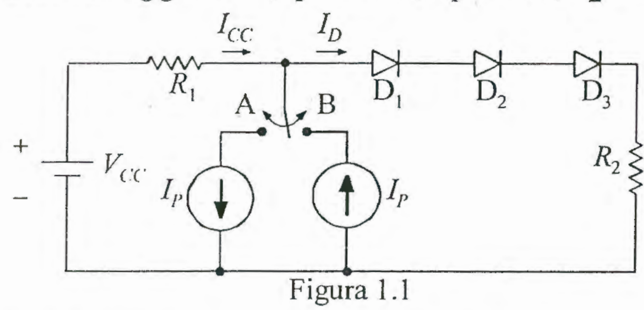


Figura 1.1

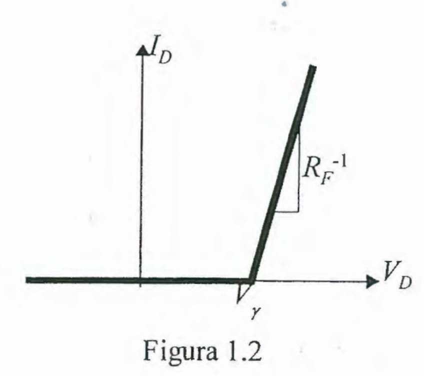
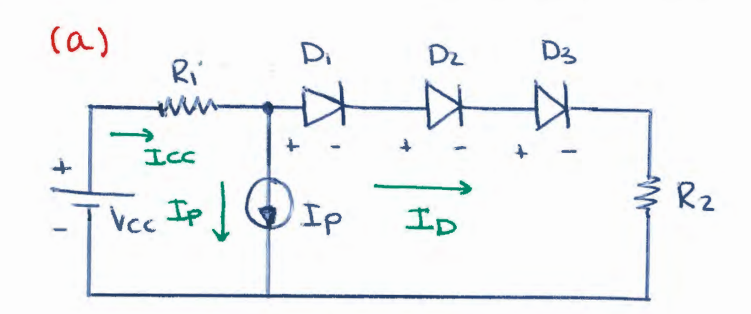


Figura 1.2

NOTA: Por un generador de corriente en circuito abierto no circula corriente.

(a)



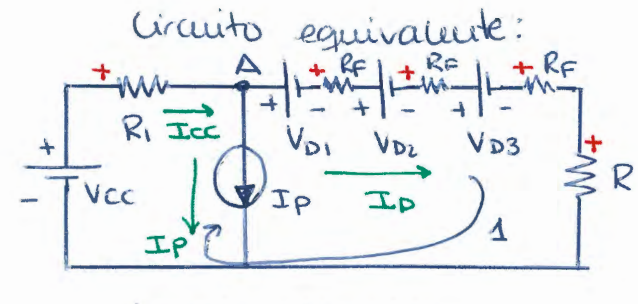
Suponemos $D_1 \equiv D_2 \equiv D_3 \equiv$ ON

Condi: $I_D > 0$ [1]

NB: los tres diodos están en serie por lo que los atraviesa la misma intensidad

$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_D$

Circuito equivalente:



$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_\gamma$

<u>Nudo A</u>: $I_{CC} - I_P - I_D = 0$

$I_{CC} = I_P + I_D$

<u>Malla 1</u>: $0 = -V_{CC} + R_1 I_{CC} + 3V_\gamma + 3R_F I_D + R_2$

$-V_{CC} + R_1(I_P + I_D) + 3V_\gamma + 3R_F I_D + R_2 I_D = 0$

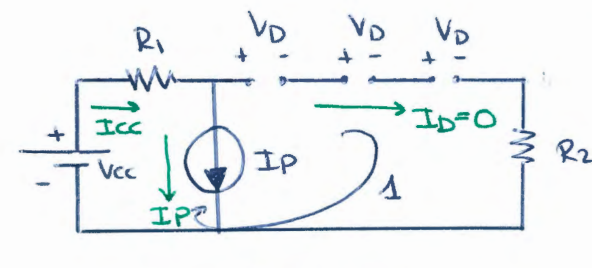
$$I_D = \frac{V_{CC} - R_1 I_P + 3V_\gamma}{3R_F + R_2 + R_1} = \frac{-8}{3R_F + 5k} < 0$$

no cumple la condición [1]

$\Rightarrow$ diodos <u>NO</u> en ON

* Suponemos D1 ≡ OFF, D2 ≡ OFF, D3 ≡ OFF

Condición: $V_D \leq V_\gamma = 1\,V$ [1] $V_D = V_{D1} = V_{D2} = V_{D3}$ [están en serie]



$I_p = I_{cc}$

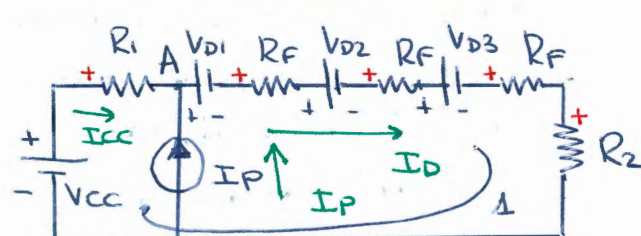
$\boxed{I_D = 0}$

malla 1: $-V_{cc} + R_1 I_p + 3V_D = 0$

$$V_D = \frac{V_{cc} - R_1 I_p}{3} = -5/3 \leq V_\gamma = 1$$

cumple [1] ⇒ diodos en OFF ok!

(b) (c)



* Suponemos D1 ≡ ON / D2 ≡ ON / D3 ≡ ON

Condición: $I_D > 0$ [1]

Nudo A: $I_{cc} + I_p - I_D = 0$ $I_{cc} = I_D - I_p$

$I_{cc} + I_p = I_D$

malla 1: $0 = -V_{cc} + R_1 I_{cc} + 3V_\gamma + 3R_F I_D + R_2 I_D$

$$0 = -V_{cc} + R_1(I_D - I_p) + 3V_\gamma + 3R_F I_D + R_2 I_D$$

$$\Rightarrow I_D = \frac{V_{cc} + R_1 I_p - 3V_\gamma}{R_1 + 3R_F + R_2}$$

$R_F = 0$ → $I_D = 4'4\,mA$

$R_F = 10\,\Omega$ → $I_D = 4'37\,mA$

En ambos casos se cumple [1] ⇒ Diodos ≡ ON ok!

Ejercicio 1

Suponiendo que la característica *I-V* de los diodos Zener Z_1 y Z_2 es la representada en la figura 1.1 y que la característica *I-V* del diodo D_1 es la de la figura 1.2, se pide, para el circuito de la figura 1.3, :

a) Calcular I_{D1} y V_{D1} **(0,5 p.)**

b) Sabiendo que el diodo Z_1 está ON, deducir el estado de Z_2 **(1,0 p.)**

c) Calcular I_{Z2} **(0,5 p.)**

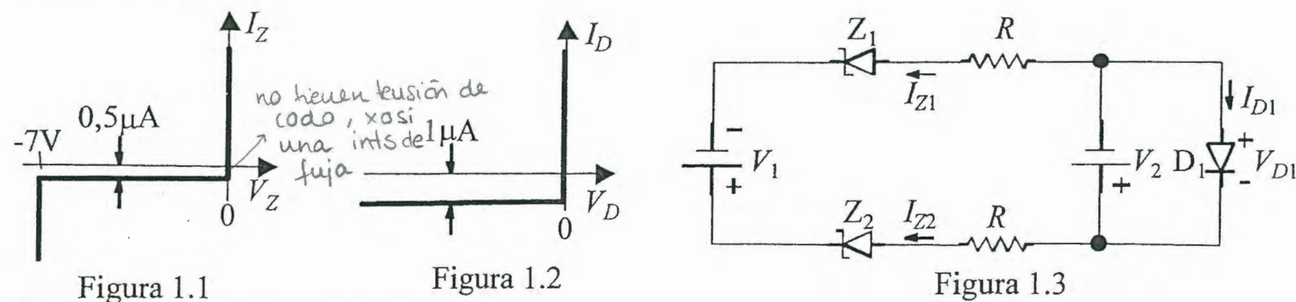
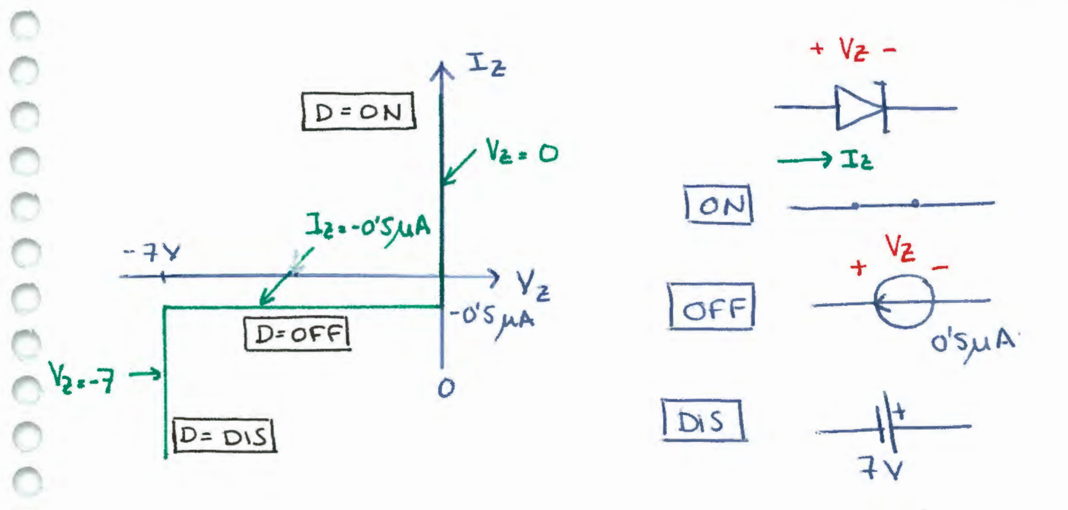


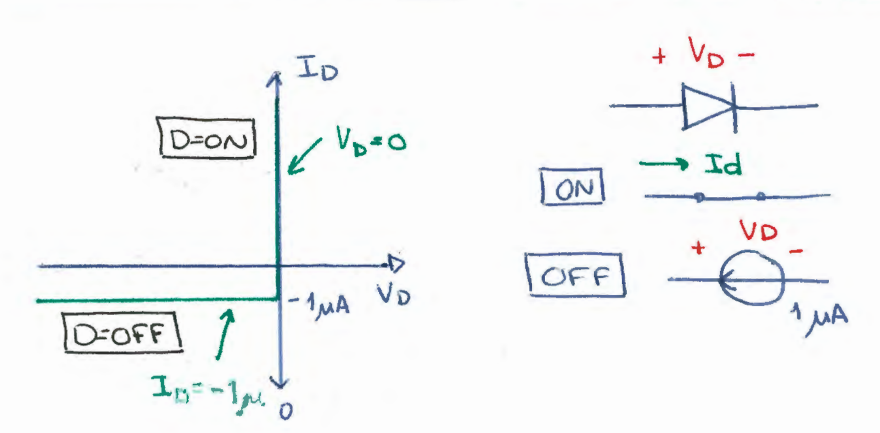
Figura 1.1 Figura 1.2 Figura 1.3

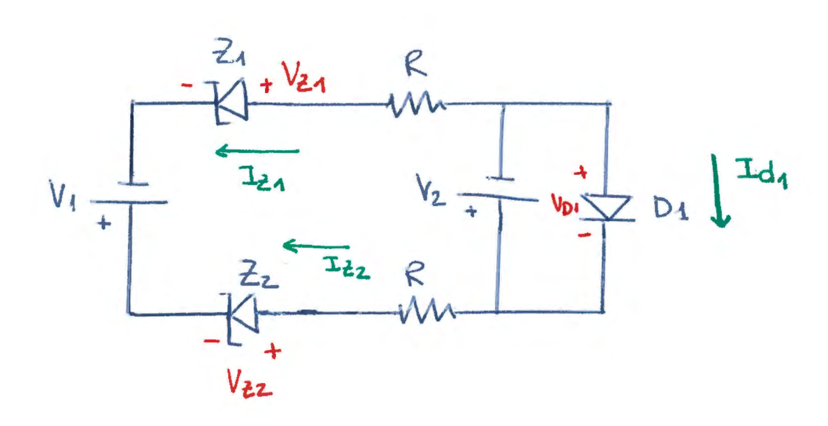
DATOS: $R = 1{,}1\ M\Omega$; $V_1 = 20\ V$; $V_2 = 8\ V$

MODELO DEL DIODO ZENER ¡OJO! está modificado respecto al que conocemos



MODELO DEL DIODO "NORMAL" También está modificado





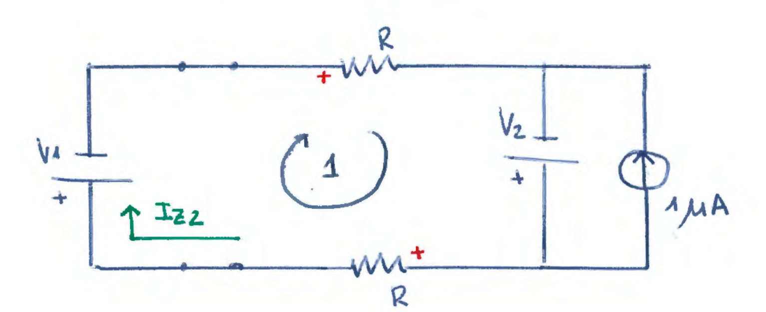
a) El diodo D1 está en paralelo con una pila de tensión!!!

$$[V_{D1} = -V_2 = -8\,V]$$

$I_{D1} = -1\mu A$ (con $V_{D1} = -8V$, D1 tiene que estar OFF)

b) Datos $\begin{cases} D1 \equiv OFF & \text{(del apartado a))} \\ Z1 \equiv ON & \text{(del enunciado)} \end{cases}$

- Suponemos $Z_2 \equiv ON$ Tenemos que comprobar que $I_{Z2} > -0'5\mu A$



Malla 1: $-V_1 - I_{Z2}R + V_2 - {}_{Z2}R = 0$

$$I_{Z2} = \frac{V_2 - V_1}{2R} = \frac{8-20}{2'2M} = -5'45\mu A < -0'5\mu A$$ no cumple la condición

Z_2 NO puede estar ON

- Suponemos ahora que $Z_2 \equiv OFF$

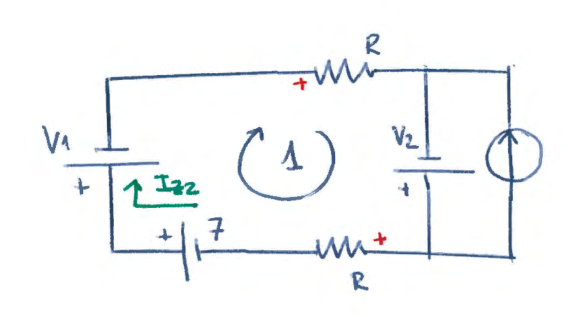
Tenemos que comprobar que $-7 \leq V_{Z2} \leq 0$

Malla 1: $-V_1 + 0'5\mu R + V_2 + 0'5\mu R - V_{Z2}$

$V_{Z2} = -V_1 + 1\mu R + V_2 = -20 + 1'1 + 8 =$

$= -10'9V < -7V$ no cumple la condición Z_2 NO OFF

• Suponemos que $Z_2 \equiv DIS$ Tenemos que comprobar que $-0'5\mu A > I_{Z2}$



Malla 1: $-V_1 - I_{Z2} \cdot R + V_2 - I_{Z2} R + 7 = 0$

$$I_{Z2} = \frac{-V_1 + V_2 + 7}{2R} = \frac{-20+8+7}{2'2M} = -2'27\mu A$$

cumple la condición!

$Z_2 \equiv DIS$ ok!

c) Queda contestado con lo anterior, es decir, $I_{Z2} = -2'27\mu A$

Ejercicio 1

La característica I-V aproximada del diodo Zener del circuito de la figura 1.1 se muestra en la figura 1.2. En esta figura se indica que existe una cierta corriente (I_{max}) que, en caso de hacerse más negativa, provocaría la destrucción del Zener. Sabiendo que se puede modificar la resistencia R_S (resistencia variable), se pide:

a) Calcular el valor de la resistencia R_S que hace que el Zener se encuentre en el punto 1 de la curva de la figura 1.2. **(0,3 p)**

b) ¿Cuál es la tensión más negativa que puede existir en bornas del Zener sin que se destruya? **(0,5 p)**

c) La resistencia R_S varía hasta que el Zener alcanza el punto 2 de la curva de la figura 1.2. Sin obtener ese valor de R_S, calcular el valor de I_L. **(0,4 p)**

d) Calcular ahora el valor de R_S que hace posible que el Zener alcance el punto 2 de la figura 1.2. **(0,5 p)**

e) El valor de R_S calculado en el apartado **d)**, ¿es máximo o mínimo para que el Zener funcione sin peligro de deterioro? ¿Por qué? (Razone en 2 ó 3 líneas su respuesta) **(0,3 p)**

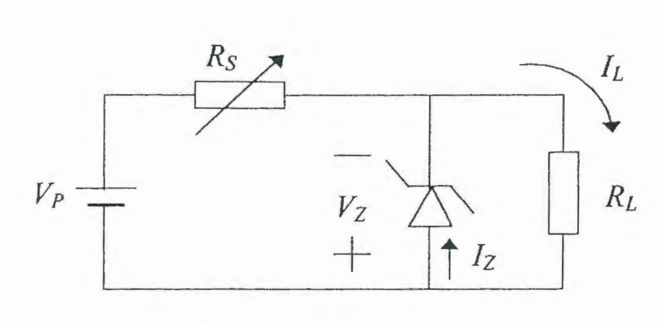


Figura 1.1

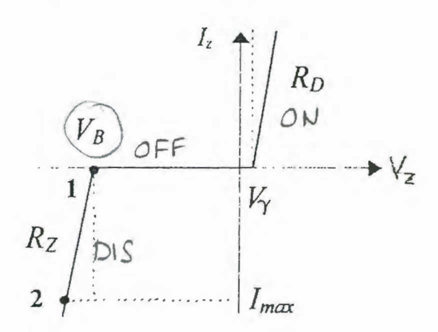
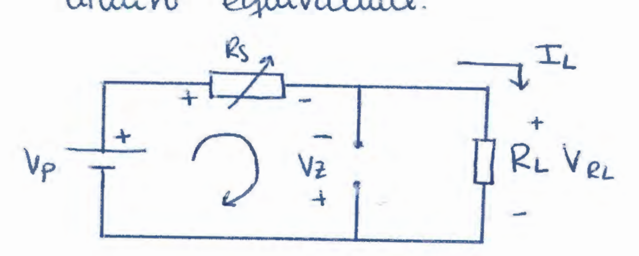


Figura 1.2

DATOS: $V_P = 15$ V ; $R_L = 2$ kΩ ; $V_B = -10$ V ; $V_\gamma = 0{,}6$ V ; $R_D = 1$ Ω ; $R_Z = 2$ Ω ; $I_{max} = -0{,}1$ A

(a) En el punto 1 el Zener se encuentra en OFF ⇒ circuito equivalente.



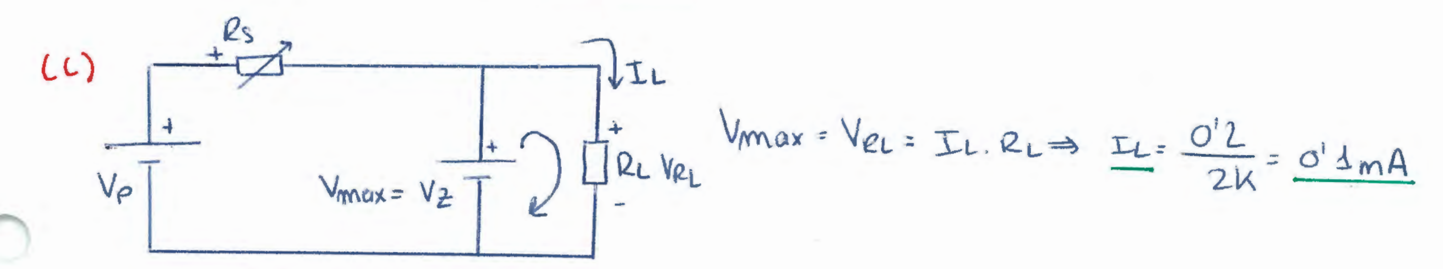
$V_{RL} = -V_Z = -V_B = 10\ V \Rightarrow I_L = \frac{V_{RL}}{R_L} = 5$

malla: $V_P - R_S I_L - V_{RL} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow 15 - 5R_S - 10 = 0 \Rightarrow R_S = 1\,k\Omega$

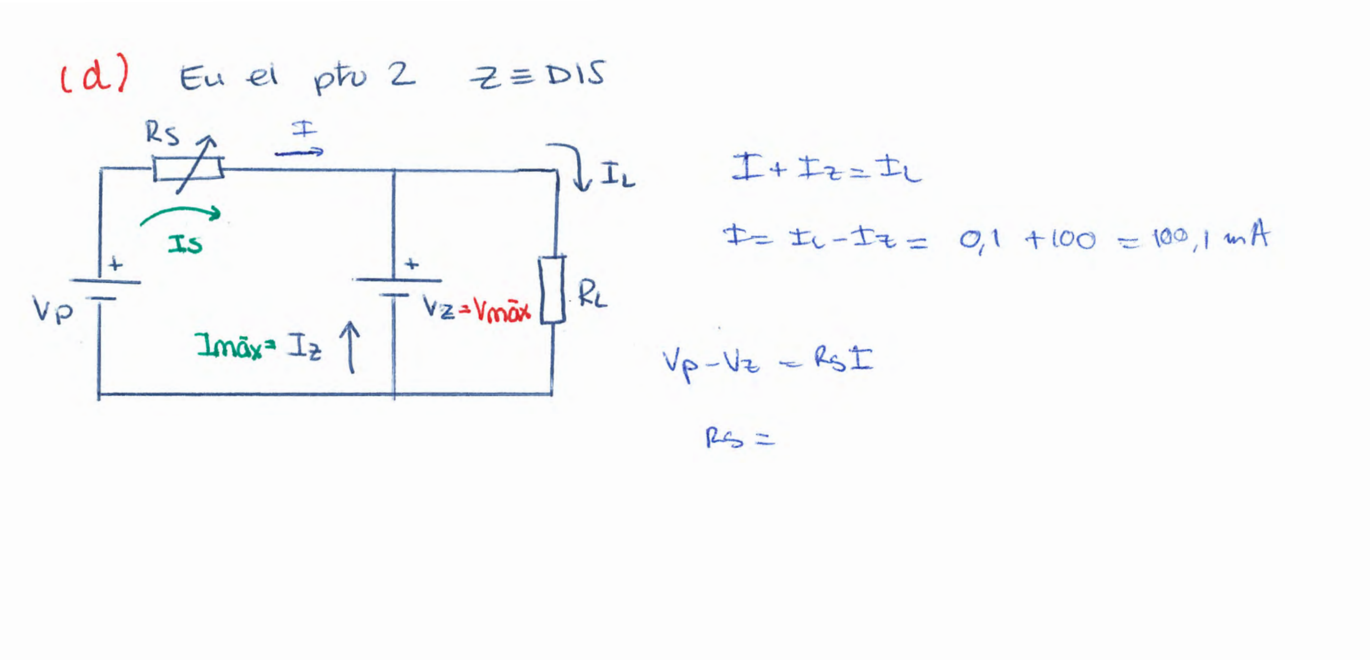
(b) $V_{max} = I_{max} \cdot R_Z = -0'1 \cdot 2 = -0'2\ V$

(c)



$V_{max} = V_{RL} = I_L \cdot R_L \Rightarrow I_L = \frac{0'2}{2k} = 0'1\,mA$

(d) En el pto 2 $Z \equiv DIS$



$I + I_Z = I_L$

$I = I_L - I_Z = 0{,}1 + 100 = 100{,}1 \text{ mA}$

$V_p - V_Z = R_S I$

$R_S =$

Ejercicio 1. Para el circuito de la figura 1, calcule:

a) La tensión V utilizando un modelo lineal por tramos con V_γ=0,5 V y $V_Z \to \infty$ y compruebe el estado en que opera cada diodo **(0,9 p.)**

b) Igual al apartado a) pero con V_Z=3 V **(0,9 p.)**

c) La diferencia $V_{D3} - V_{D1}$ (con precisión del mV) en el caso del apartado a) usando el modelo de Shockley para los diodos y considerando correctas las corrientes calculadas en dicho apartado **(0,7 p.)**

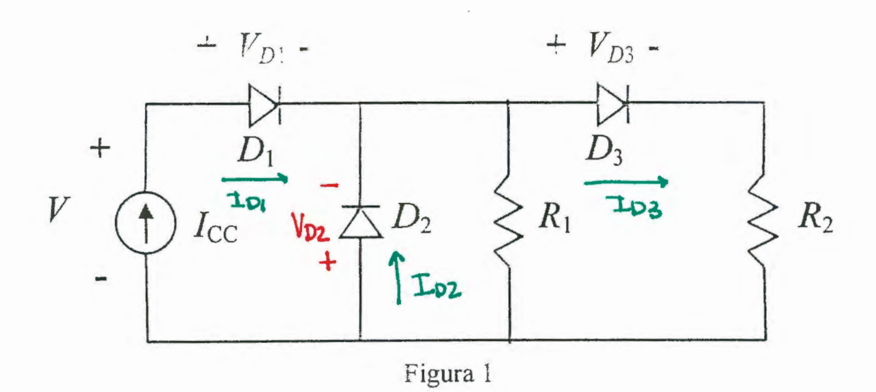


Figura 1

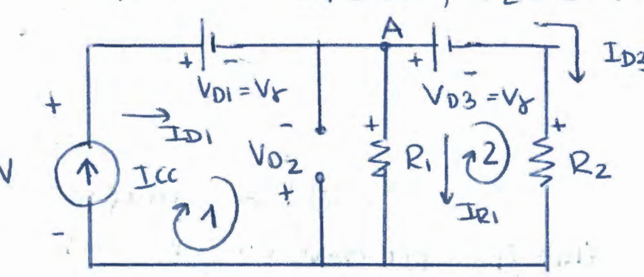
DATOS: I_{CC} = 10 mA, R_1 = 1 kΩ, R_2 = 4 kΩ.

Modelo de Shockley para los tres diodos: $I \approx I_S \exp\frac{V}{V_t}$, con V_t = 25 mV

NOTA: No hace falta el valor numérico de I_S para resolver el ejercicio.

(a) Nos dan $V_\gamma = 0'5$, $V_Z \to \infty \Rightarrow$ modelo del diodo ideal con V_γ

Suponemos $D_1 \equiv ON$, $D_2 \equiv OFF$ y $D_3 \equiv ON \Rightarrow$ tenemos que comprobar



$I_{D1} > 0$ [1]

$V_{D2} \leq V_\gamma = 0'5V$ [2]

$I_{D3} > 0$ [3]

Nudo A: $I_{D1} = I_{R1} + I_{D3} \Rightarrow I_{R1} = I_{D1} - I_{D3}$

Malla 2: $I_{R1} R_1 - I_{D3} R_2 - V_\gamma = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow (I_{D1} - I_{D3}) R_1 - I_{D3} R_2 - V_\gamma = 0 \Rightarrow I_{D1} R_1 - I_{D3} R_1 - I_{D3} R_2 - V_\gamma = 0$

$\Rightarrow I_{D3} = \dfrac{I_{D1} R_1 - V_\gamma}{R_1 + R_2} = 1'9 mA$ [3] $\Rightarrow D_3 \equiv ON$ ok!

R_1 está en paralelo con $V_{D2} \Rightarrow V_{D2} = -V_{R1} = -I_{R1} R_1 =$

$= -(I_{D1} - I_{D3}) R_1 \Rightarrow V_{D2} = -8'1 V$ [2]

$\Rightarrow D_2 \equiv OFF$ ok!

Ahora calculamos V:

Malla 1: $V_\gamma + \underbrace{I_{D1}R_1}_{-V_{D2}} - V = 0 \Rightarrow \underline{V} = V_\gamma - V_{D2} = 0'5 + 8'1 = \underline{8'6\,V}$

(b) Nos dan $\begin{cases} V_\gamma = 0'5\,V \\ V_Z = 3\,V \end{cases} \Longrightarrow$ modelo del Diodo Zener

Suponemos $\begin{cases} V_1 \equiv ON \\ V_2 \equiv OFF \\ V_3 = ON \end{cases} \rightarrow$ tenemos que comprobar $\rightarrow \begin{cases} I_{D1} > 0 \quad [1] \\ -3 \leq V_{D2} \leq 0'5 \quad [2] \\ I_{D3} > 0 \quad [3] \end{cases}$

El circuito y el cálculo son los mismos que el apartado a) y las condiciones [1] y [3] no han cambiado (se cumplen), pero [2] ha cambiado (no se cumple ahora), D_2 no puede estar OFF.

Suponemos ahora $\begin{cases} D_1 \equiv ON \\ D_2 \equiv DIS \\ D_3 \equiv ON \end{cases} \rightarrow$ Tenemos que comprobar $\rightarrow \begin{cases} I_{D1} > 0 \quad [1] \\ I_{D2} < 0 \quad [2] \\ I_{D3} > 0 \quad [3] \end{cases}$

Directamente $I_{CC} = I_{D1} = 10mA > 0$
[1] se cumple

$V_{R1} = V_{D2}$ (por estar en paralelo) $D1 \equiv ON$ ok!

$I_{R1} = \frac{V_{D2}}{R_1} = \frac{V_Z}{R_1} = \frac{3}{1k} = 3\,mA$

Malla 2: $I_{R1}R_1 - V_\gamma - I_{D3}R_2 = 0 \Rightarrow I_{D3} = \frac{I_{R1}R_1 - V_\gamma}{R_2} = 0'625mA > 0$

cumple [3] $\Rightarrow D_3 \equiv ON$ ok!

Nudo A: $I_{D1} + I_{D2} - I_{R1} - I_{D3} = 0 \Rightarrow I_{D2} = I_{R1} + I_{D3} - I_{D1} \Rightarrow$

$\Rightarrow I_{D1} = -6'375 < 0$ cumple [2] $\Rightarrow D_2 \equiv DIS$ ok!

Ahora calculamos V:

Malla 1: $-V + V_\gamma + V_Z = 0 \Rightarrow \underline{V} = V_\gamma + V_Z = \underline{3'5\,V}$

(c) Datos del apartado a) $\begin{cases} D1 \equiv ON & I_{D1} = 10mA \\ D2 \equiv OFF & I_{D2} = 0 \\ D3 \equiv ON & I_{D3} = 1'9mA \end{cases}$

Modelo de Schockley: $I_D = I_S \cdot e^{V_D/V_t}$ (modificado)

Primero despejamos V_D en función de I_D: $\frac{I_D}{I_S} = e^{V_D/V_t} \Rightarrow$

$$\frac{V_D}{V_t} = \ln \frac{I_D}{I_S} \Rightarrow V_D = V_t \ln \frac{I_D}{I_S}$$

Calculamos ya: $V_{D3} - V_{D1} = \underbrace{V_t \ln \frac{I_{D3}}{I_S}}_{V_{D3}} - \underbrace{V_t \ln \frac{V_{D1}}{I_S}}_{V_{D1}}$

$$\Rightarrow V_{D3} - V_{D1} = V_t \left(\ln \frac{I_{D3}}{I_S} - \ln \frac{V_{D1}}{I_S} \right) = V_t \ln \frac{I_{D3}}{I_{D1}} =$$

$$= 0'025 \ln \frac{1'9}{10} = -4'5mV$$

JUNIO 2000

Ejercicio 1. En la figura 1.1 se presenta un circuito recortador utilizado para limitar el valor de la tensión a la salida, v_O. Se aproxima el funcionamiento del diodo con un modelo lineal por tramos con una resistencia en directa, R_f=0 Ω, una tensión umbral, $V\gamma$=0,5 V, y una tensión de disrupción, V_Z=∞.

a) Calcule y represente la función de transferencia v_O=f(v_I) en este caso. **(1 p)**.

b) Represente la señal a la salida v_O(t) si la señal a la entrada, v_I(t), es la señal triangular de la figura 1.2. **(0,5 p)**.

c) Si se refina el modelo del diodo considerando el valor de R_f=20 Ω, calcule la nueva expresión de la función de transferencia v_O=f(v_I) **(1 p)**.

DATOS: V_B = 1 V, R = 1 kΩ

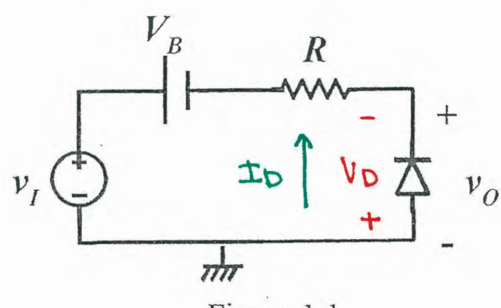


Figura 1.1

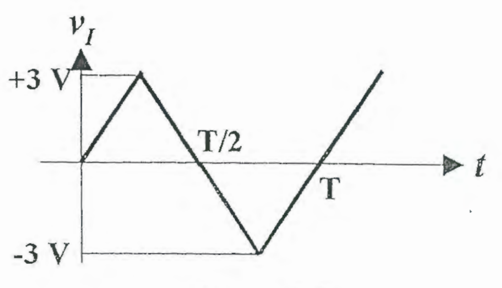
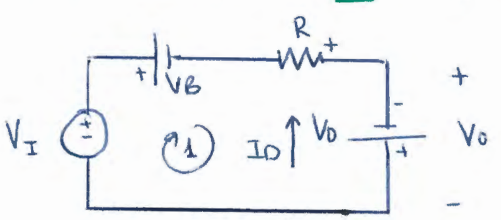


Figura 1.2

(a) D ≡ ON $V_O = -V_D = -V_\gamma$ Condiciones: $I_D > 0$



Malla 1: $-V_I + V_B - RI_D - V_D = 0$

$$I_D = \frac{-V_I + V_B - V_\gamma}{R} > 0 \Rightarrow V_I < V_B - V_\gamma = 0'5$$

D ≡ OFF

VB R V_I 1 V_D V_O

no circula corriente ⇒ no hay caída de tensión

Calculamos V_O:

Malla 1: $V_I - V_B + V_D = 0 \Rightarrow$ ($V_D = -V_O$)

$V_O = V_I - V_B = V_I - 1$

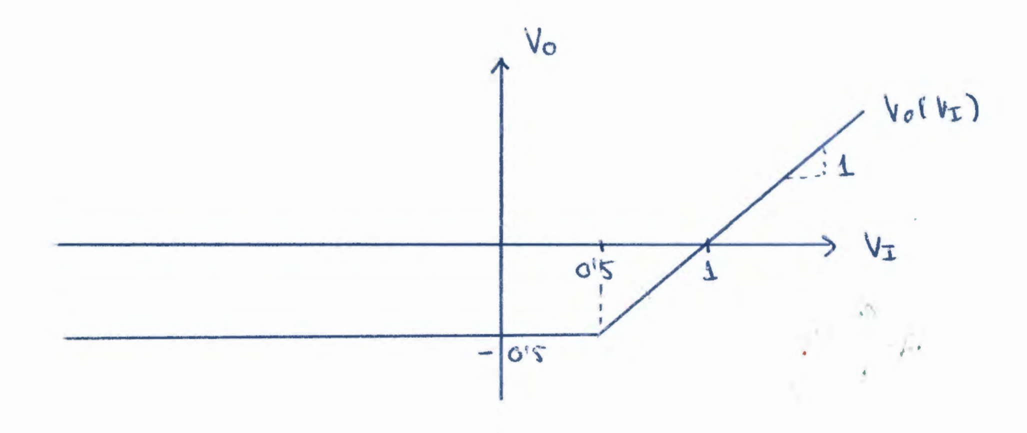
Condición: $V_D \leq V_\gamma$

$V_D = -V_O = -(V_I - 1) = -V_I + 1 \leq V_\gamma \Rightarrow$

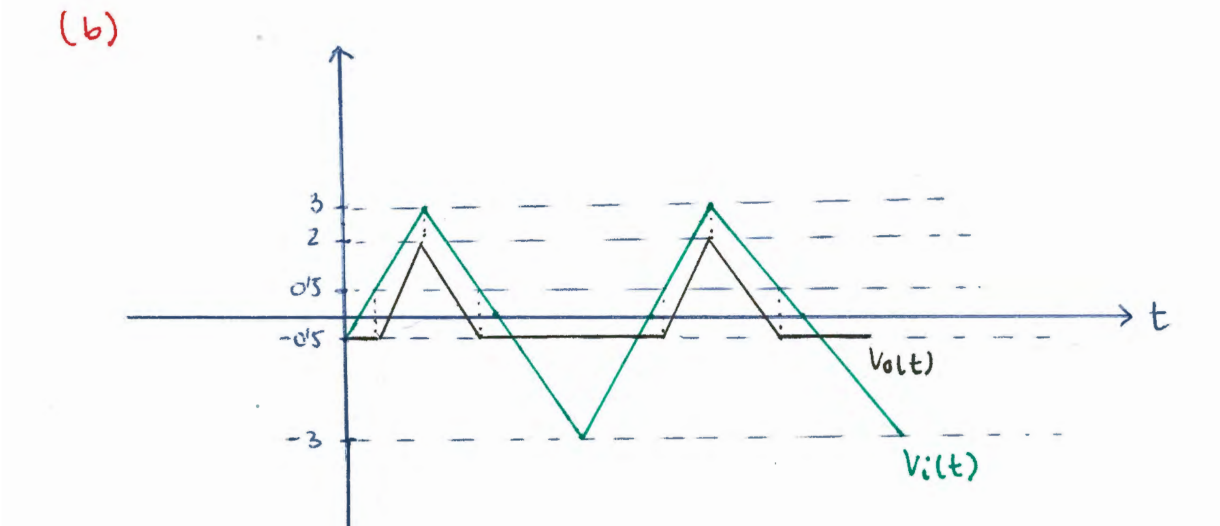
$V_I \geq 1 - V_\gamma = 0'5$

Representar

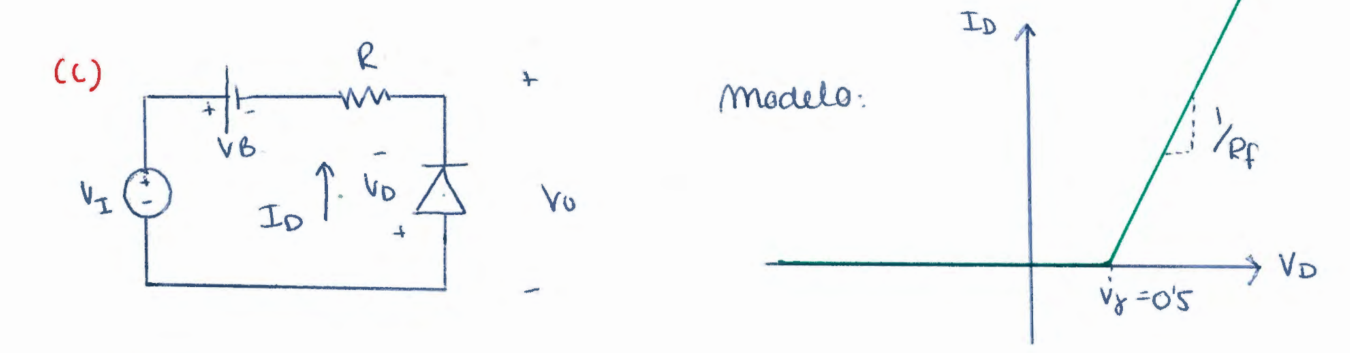
$$V_O(V_I) = \begin{cases} -0'5 & V_I < 0'5 \\ V_I - 1 & V_I \geq 0'5 \end{cases}$$



(b)



(c)



D ≡ ON

malla 1: $V_I - V_B + R I_D + R_f I_D + V_D = 0 \Rightarrow$ ($V_D = V_\gamma$)

$$\Rightarrow I_D = \frac{V_B - V_I - V_\gamma}{R + R_f}$$

Calculamos V_O:

$$V_O = -V_\gamma - R_f I_D = -V_\gamma - R_f \left[\frac{V_B - V_I - V_\gamma}{R + R_f} \right] =$$

$$= \frac{R_f}{R+R_f} V_I - V_\gamma - \frac{V_B - V_\gamma}{R+R_f} R_f = 0'0196\, V_I - 0'5098 = V_o$$

Condición : $I_D > 0$

$$I_D = \frac{V_B - V_I - V_\gamma}{R+R_f} > 0 \Rightarrow V_I < V_B - V_\gamma = 0'5$$

$D \equiv OFF$

V_B R
V_i + − V_D V_o

$$V_o = V_I - V_B = V_I - 1$$

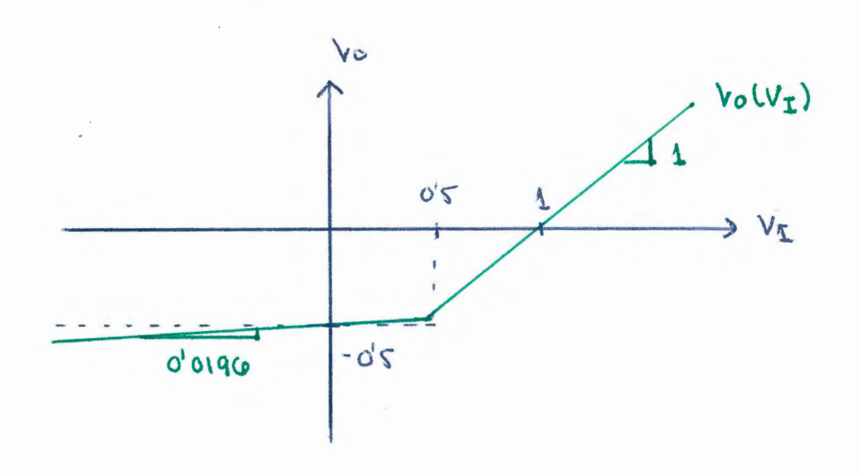
Condiciones : $V_D \leq V_\gamma$

$$V_D = -V_o = V_B - V_I = -V_I + 1 \leq V_\gamma \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_I \geq 1 - V_\gamma \geq 0'5$$

Podemos representar

$$V_o(V_I) = \begin{cases} 0'0196\, V_I - 0'5098 & V_I < 0'5 \\ V_I - 1 & V_I \geq 0'5 \end{cases}$$



FEBRERO 2003

FORZANDO ON

Ejercicio 1. Polarizando en directa un diodo de unión pn en el laboratorio, se han obtenido dos puntos significativos de su curva IV: A (10 mA, 600 mV), B (20 mA, 700 mV). Se ha verificado también que en inversa V_Z>20 V y $r_Z \to \infty$.

Se pide:

a) Encontrar los parámetros V_γ y R_f (tensión de codo y resistencia en directa) del modelo lineal por tramos que se ajusta a los dos puntos medidos **(0,7 p.)**

Con dos diodos iguales que el anterior se construye un circuito limitador de $\pm V_\gamma$ como el de la figura 1.

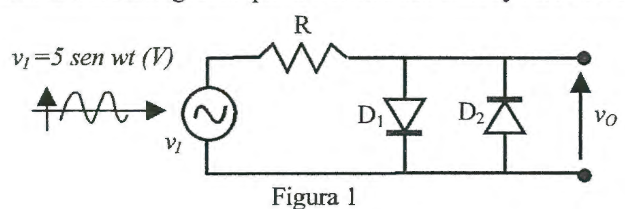


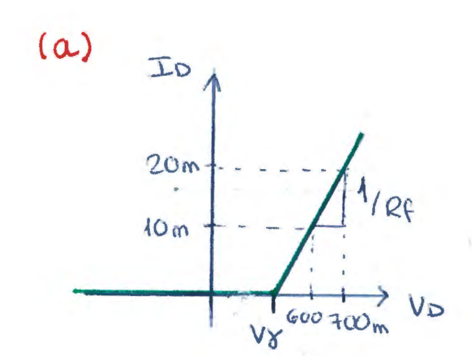
Figura 1

b) Escribir las ecuaciones de la función de transferencia v_O=f(v_I) de este circuito y representarlas gráficamente **(1 p.)**

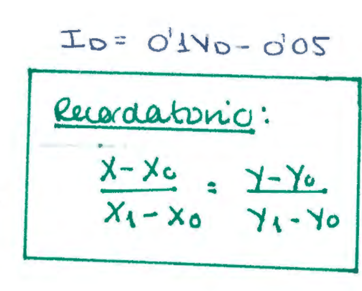
c) Dibujar la forma de la tensión de salida en función del tiempo, calculando los valores de amplitud **(0,8 p.)**

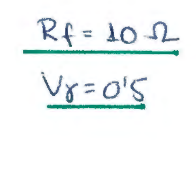
DATOS: $v_I = 5\,\text{sen}\,\omega t\ (Volts)$; $kT/e = 25 \times 10^{-3} V$; $R = 1k\Omega$

(a)



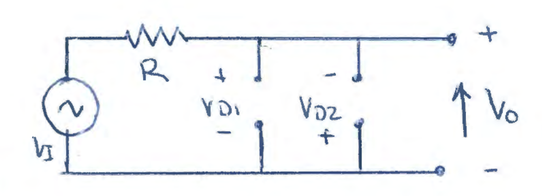
$I_D = 0'1V_D - 0'05$





Nos dicen $V_Z > 20V \Rightarrow$ vamos a suponer que no trabaja con diodos zener.

(b) $D_1 \equiv OFF \quad D_2 \equiv OFF$



$V_O = V_I$

Condiciones: $V_{D1} \leq V_\gamma$, $V_{D2} \leq V_\gamma$

$V_{D1} = V_O = V_I \leq V_\gamma$

$V_{D2} = -V_O = -V_I \leq V_\gamma \Rightarrow V_I \geq -V_\gamma$

$-V_\gamma \leq V_I \leq V_\gamma$

$-0'5 \leq V_I \leq 0'5$

$D_1 \equiv ON \quad D_2 \equiv OFF$

Malla 1: $-V_I + R\,i_{d1} + R_f\,i_{d1} + V_{D1} = 0$

$$i_{d1} = \frac{-V_{D1} + V_I}{R + R_f}$$

$V_{D1} = V_\gamma$

Condiciones: $I_{D1} > 0$, $V_{D2} \leq V_\gamma$

$$V_O = V_\gamma + R_f\,i_{d1} = V_\gamma + R_f \frac{V_I - V_\gamma}{R + R_f}$$

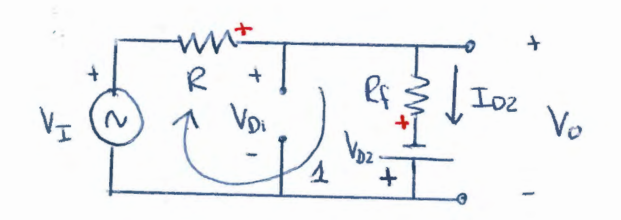
$$\Rightarrow V_O = 0'0099V_I + 0'495$$

$$I_{D1} = \frac{V_I - V_\gamma}{R+R_f} > 0 \Rightarrow V_I - V_\gamma > 0 \Rightarrow V_I > V_\gamma = 0'5$$

$V_I > 0'5$

$$V_{D2} = -V_o = -0'0099V_I - 0'495 \leq 0'5 \Rightarrow V_I \geq \frac{-0'495 - 0'5}{0'0099} = -100'5$$

$D_1 \equiv OFF \quad D_2 \equiv ON$



malla 1: $+V_I + RI_{D2} + R_f I_{D2} + V_{D2} = 0$

$$I_{D2} = \frac{-V_{D2} - V_I}{R+R_f} \qquad V_{D2} = V_\gamma$$

$$V_o = -V_\gamma - R_f I_{D2} = -V_\gamma + R_f \frac{V_{D2} + V_I}{R+R_f}$$

Condiciones: $I_{D2} > 0$
$V_{D1} \leq V_\gamma$

$$V_o = 0'0099V_I - 0'495$$

$$I_{D2} = \frac{-V_I - V_\gamma}{R+R_f} > 0 \Rightarrow -V_I - V_\gamma > 0$$

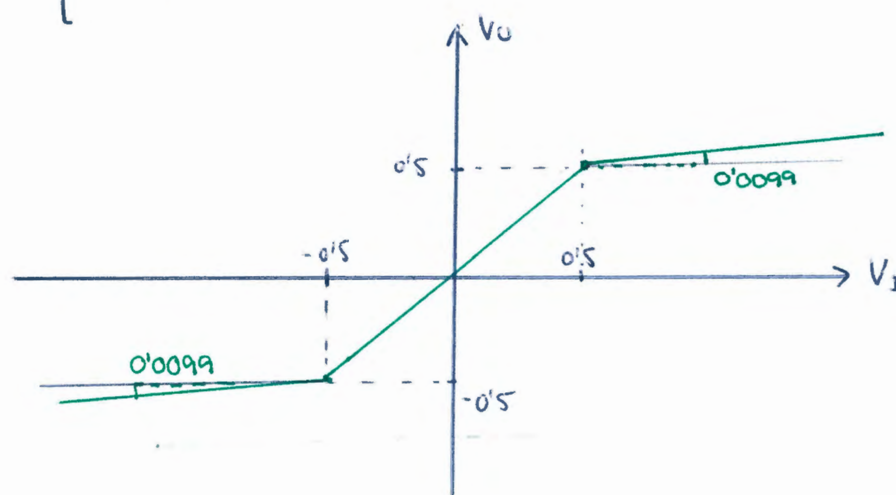
$$\Rightarrow V_I < -V_\gamma = -0'5$$

$$\Rightarrow V_I \leq \frac{0'5 + 0'495}{0'0099} = 100'5$$

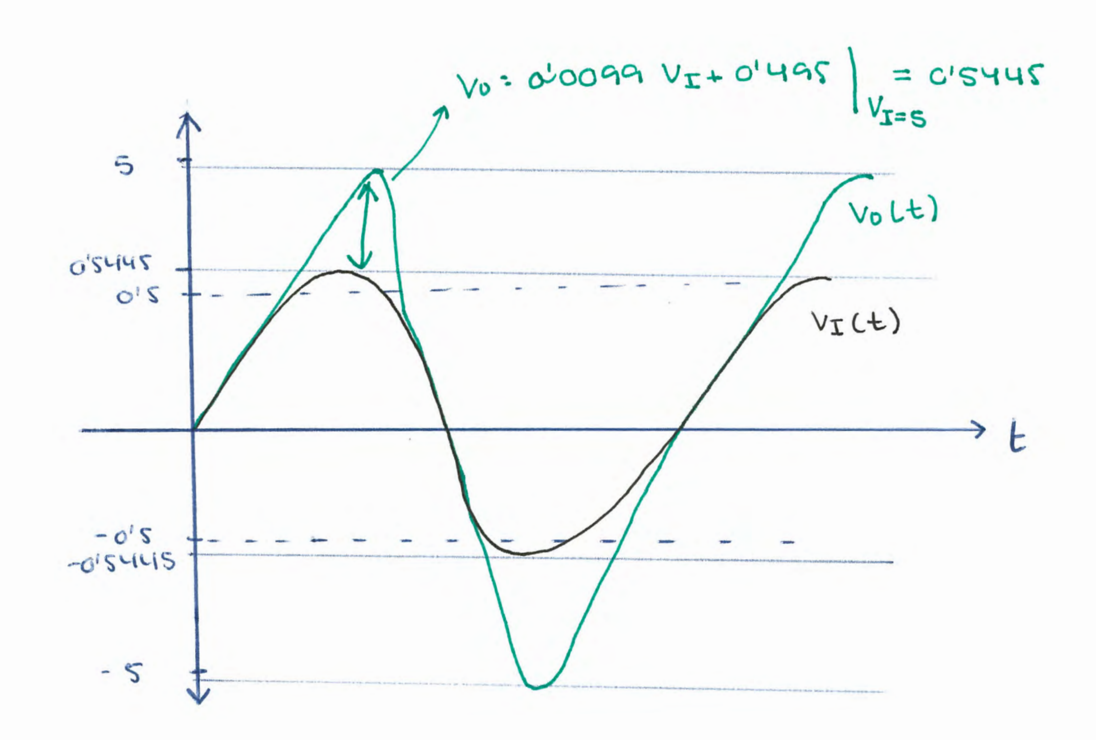
$$V_{D1} = V_o = 0'0099V_I - 0'495 \leq V_\gamma = 0'5 \Rightarrow$$

$V_I < -0'5$

$$V_o(V_I) \begin{cases} V_I & -0'5 \leq V_I \leq 0'5 \\ 0'0099V_I + 0'495 & V_I > 0'5 \\ 0'009V_I - 0'495 & V_I < 0'5 \end{cases}$$



(c)



JUNIO 2007

Ejercicio 1.

Para el circuito recortador de la figura 1.1, se pide:

a) Calcular y dibujar la función de transferencia $v_0 = f(v_1)$.

b) Dibujar la señal de salida $v_0(t)$ para la señal de entrada $v_1(t)$ de la figura 1.2, suponiendo que los efectos capacitivos asociados al diodo son despreciables.

En un análisis más riguroso, se ha de tener en cuenta que al producirse la transición abrupta en el valor de v_1 en $t = 10ms$ los efectos capacitivos se hacen patentes.

c) Modelando el diodo en dinámica como un diodo en estática en paralelo con un condensador de valor $C = 2pF$, escriba la ecuación diferencial que rige el comportamiento del circuito inmediatamente después de la transición en $t = 10ms$. Tenga en cuenta el estado de conducción, o no, del diodo en ese tramo.

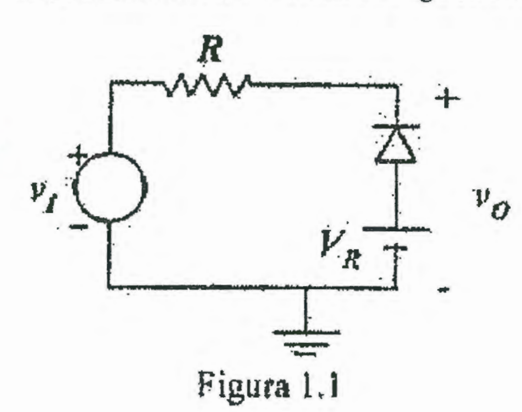


Figura 1.1

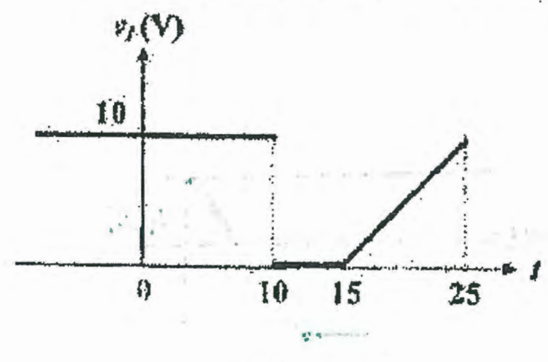


Figura 1.2

DATOS:
$R = 1k\Omega; V_R = 6V$
DIODO EN ESTÁTICA: Modelo lineal por tramos con tensión de codo $V_r = 0,7V$.

(a) D≡OFF

* $V_0 = V_I$
* Condiciones $V_D \leq V_r$

$V_I \geq V_R - V_r = 5'3V$

D≡ON

* $V_0 = V_R - V_r = 5'3V$
* Condición $I_D > 0$

malla 1: $V_I + I_D R + V_r - V_R = 0$

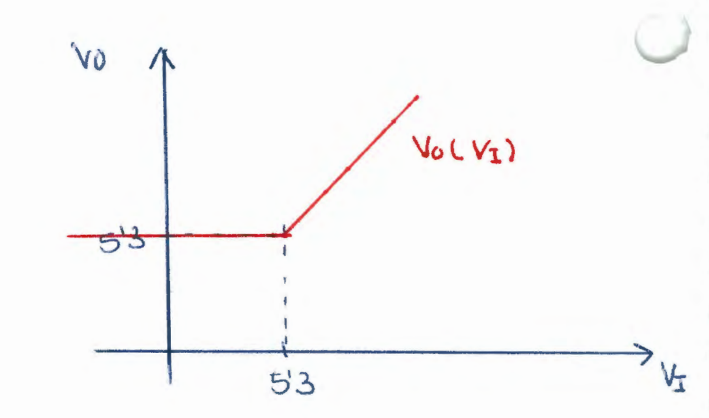
$$I_D = \frac{V_R - V_I - V_r}{R} > 0$$

$V_R - V_\Gamma - V_I > 0$

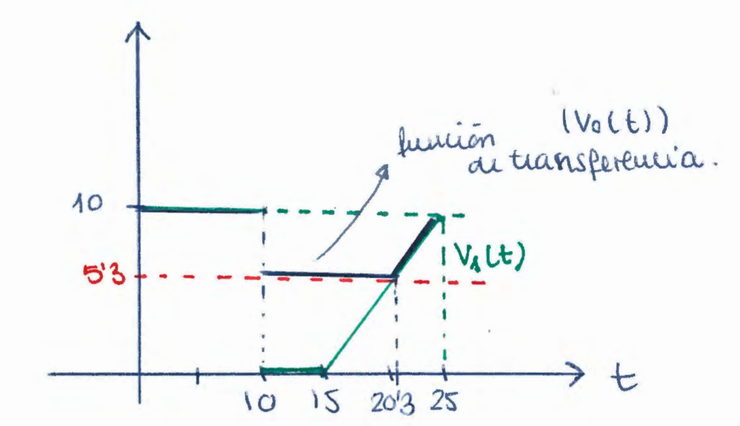
$V_I < V_R - V_\Gamma = 5'3\,V$

Finalmente representamos:

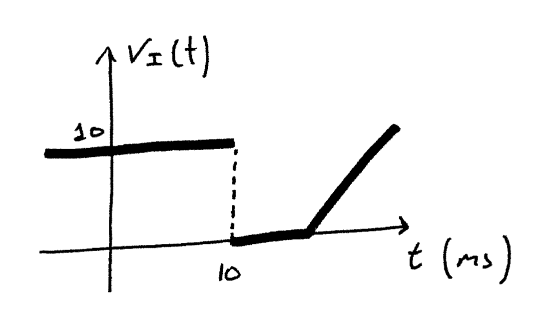
$$V_o(V_i) = \begin{cases} 5'3 & V_I < 5'3 \\ V_o = V_I & V_I \geq 5'3 \end{cases}$$



(b)



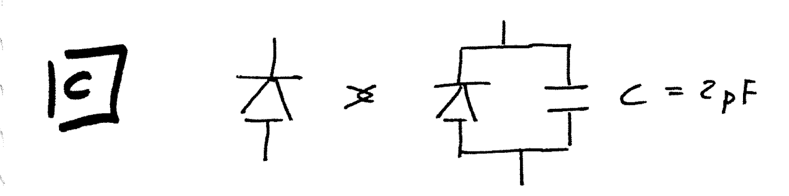
Jun 07 – Ejercicio 1



Resultado del apartado [a] :

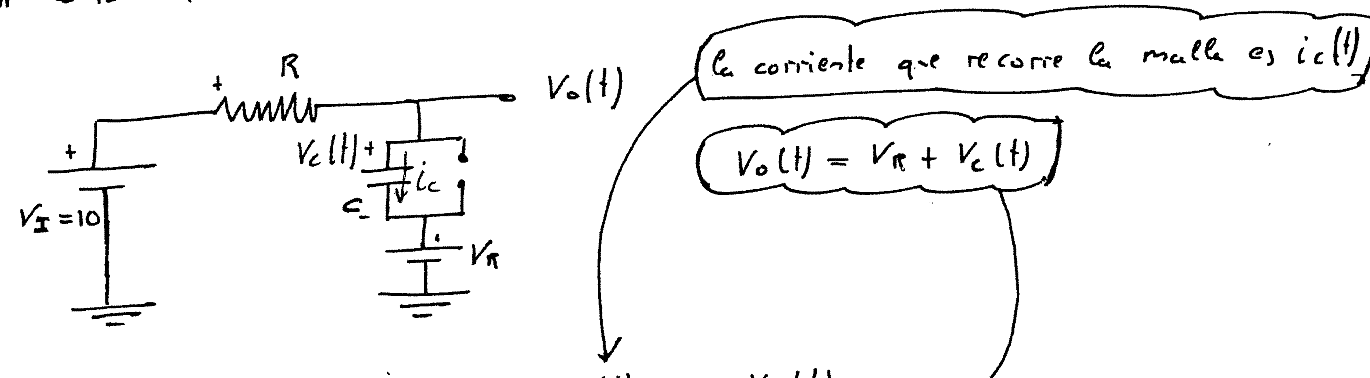
$$V_o(V_I) = \begin{cases} 5'3\,v & \text{si } V_I < 5'3 \quad \text{(DIODO ON)} \\ V_I & \text{si } V_I \geq 5'3 \quad \text{(DIODO OFF)} \end{cases}$$

[c]



> Nos piden la EDO para $V_o(t)$ inmediatamente después de la transición, en $t = 10$ ms (SÓLO LA EDO!)

Por estar modelando un diodo con efectos capacitivos, el estado del mismo no cambia bruscamente. Así, justo en la transición, tenemos el diodo OFF (vemos en la función de transferencia que para $V_I = 10v \geq 5'3v$, tenemos el diodo efectivamente OFF) y por lo tanto, el circuito para sacar la EDO es:



Analizamos la malla:

$$V_I - i_c(t) \cdot R - V_o(t) = 0$$

$$V_I - CR\frac{\partial V_c(t)}{\partial t} - V_o(t) = 0$$

$$V_I - CR\frac{\partial}{\partial t}\left[V_o(t) - V_R\right] - V_o(t) = 0$$

$$V_I - CR\left[\frac{\partial V_o(t)}{\partial t} - \frac{\partial V_R}{\partial t}\right] - V_o(t) = 0$$

($\frac{\partial V_R}{\partial t}$ tachado: $V_R = cte$!!)

Reordenando los términos nos queda:

$$\boxed{CR\frac{\partial V_o(t)}{\partial t} + V_o(t) = V_I}$$

(no piden la C.I)

Ejercicio 1. El circuito de la figura 1.1 es un circuito regulador de tensión. Los cinco diodos son idénticos y se pueden modelar con la ecuación de Shockley.

a) Calcule el valor de R para que la tensión a la salida V_0 sea de 3 V cuando V_I=5 V. **(0,9 p)**

Se quiere mejorar el circuito regulador sustituyendo los diodos por un diodo especial para este tipo de aplicaciones, un diodo zéner que modelamos con el modelo lineal por tramos de la figura 1.2.

b) Dibuje el nuevo circuito, colocando adecuadamente el zéner, y compruebe que la tensión V_0=3 V para V_I=5 V. **(0,8p)**

c) Calcule para este circuito la variación de la tensión de salida respecto a su valor nominal cuando la tensión de entrada V_I aumenta +0,5V sobre el valor nominal de 5V. **(0,8 p)**

NOTA: Dé los valores de resistencia con precisión de ohmio y los de tensión con precisión de mV cuando sea necesario.

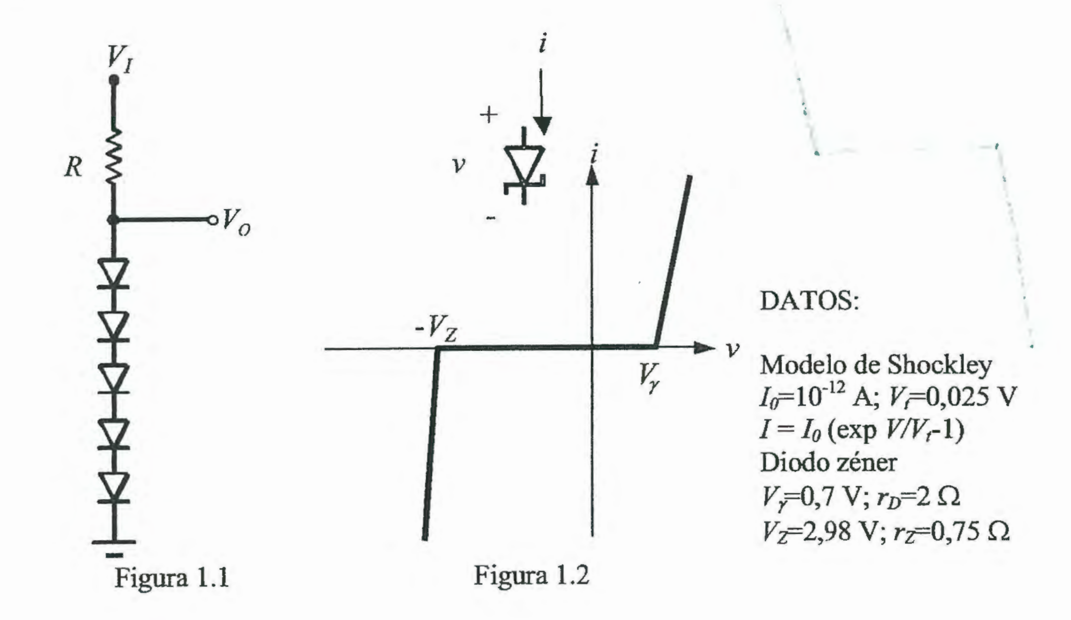


Figura 1.1 Figura 1.2

a)

R, V_0 = 3V, I_D, 5 V, (1), V_D, V_D, V_D, V_D, V_D

Los 5 diodos están en serie y son iguales. Por tanto cada uno de ellos provoca la misma caída de potencial

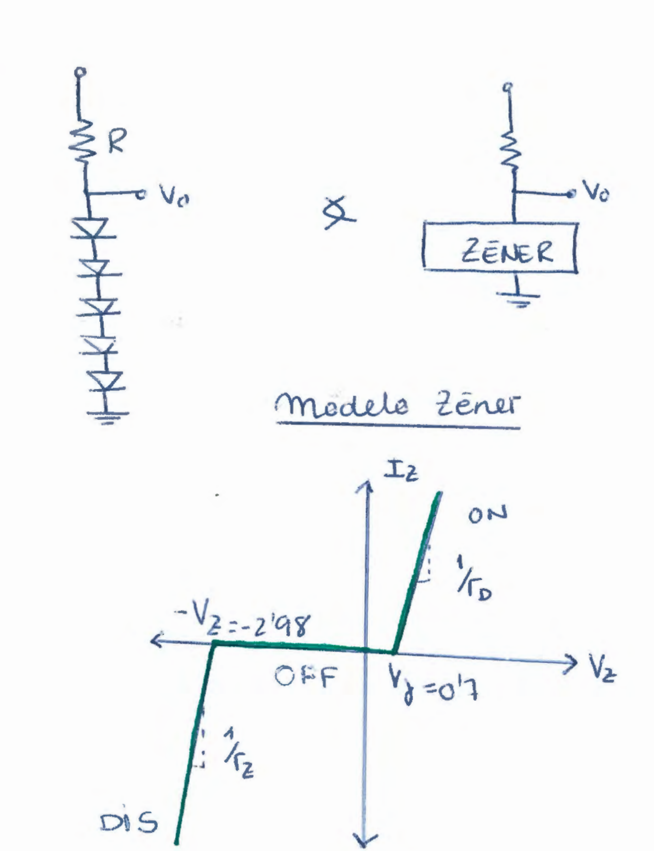
$V_D = \frac{3}{5} = 0'6$

Malla 1: $5 - I_D R - 3 = 0 \Rightarrow I_D = \frac{5-3}{R} = 2/R \xrightarrow{\text{ec. Shockley}}$

$$\Rightarrow I_0\left(e^{V_D/V_t} - 1\right) = 2/R \Rightarrow R = \frac{2}{I_0\left(e^{V_D/V_t} - 1\right)} = \frac{2}{10^{-12}\left(e^{0'6/0'025} - 1\right)} =$$

$$R = 75'5\,\Omega$$

b)



No nos dicen cómo colocar el zéner, por lo que tenemos dos opciones:

OPCIÓN A

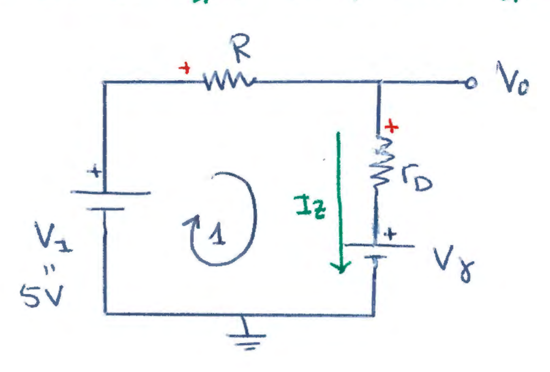
- Como necesitamos que en R caiga tensión necesitamos que $I_Z>0$. Por tanto supondremos el diodo ON
- Como se ve en el circuito $V_Z=V_O=3V$, así que, obligatoriamente tendremos el diodo ON ($Z\equiv ON$)

OPCIÓN B → necesitamos que en realidad caiga tensión!!!

- Como necesitamos que en R caiga tensión, necesitamos que $I_Z<0$, Por lo tanto, supondremos diodo en disrupción.
- Como $V_Z=-V_O=-3V$ tendremos el diodo en disrupción ($Z\equiv DIS$)

OPCIÓN A ($Z \equiv ON$)

Tenemos que comprobar que $I_Z > 0$



Malla 1: $V_I - I_Z R - I_Z r_D - V_\gamma = 0$

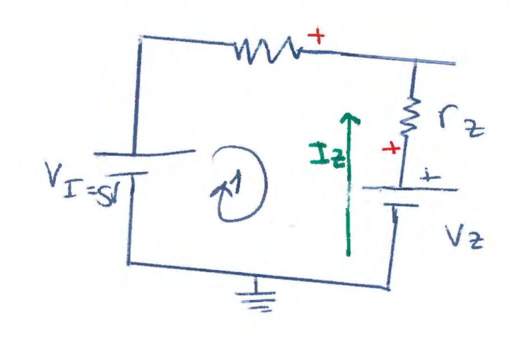
$$I_Z = \frac{V_I - V_\gamma}{R + r_D} = \frac{5 - 0'7}{75'5 + 2} = 55'48 mA > 0$$

cumple la condición → → $Z \equiv ON$ ok!

• $\boxed{V_0 = V_\gamma + I_Z r_D = 0'81 V}$ → NO podemos colocar así el zener.

OPCIÓN B ($Z \equiv DIS$)

Tenemos que comprobar que $I_Z < 0$



Malla 1: $V_I + I_Z R + I_Z r_Z - V_Z = 0$

$$I_Z = \frac{V_Z - V_I}{R + r_Z} = -26'49$$

• $V_0 = V_Z - I_Z \cdot r_Z = 3V$

Tenemos que calcular así el diodo.

c)

→ $I_Z = \dfrac{V_Z - V_I}{R + r_Z}$

→ $V_0 = V_Z - \underbrace{\dfrac{V_Z - V_I}{R + r_Z}}_{-I_Z} \cdot r_Z$ • $V_0' = V_Z - \dfrac{V_Z - V_I'}{R + r_Z} r_Z$

→ DATO! $\Delta V_I = V_I' - V_I = 0'$

$$V_0' - V_0 = V_Z - \frac{V_Z - V_I'}{R + r_Z} \cdot r_Z - \left(V_Z - \frac{V_Z - V_I}{R + r_Z} r_Z \right) =$$

$$= \frac{V_I' r_Z}{R + r_Z} + \frac{-V_I r_Z}{R + r_Z} = \frac{r_Z (V_I' - V_I)}{R +}$$

$= 0'005 V$

También podríamos haber calculado la nueva V_0' (con $V_I = 5'5$) y después su diferencia con los 3 V

Ejercicio 1. El circuito de la figura 1 se halla a una temperatura tal que $V_t = 0{,}029$ V. Los dos diodos zéner son iguales y poseen una característica *I-V* gobernada por la ecuación de Shockley $I = I_0(\exp^{V}/_{V_t} - 1)$ hasta que entran en disrupción, en cuyo caso la tensión queda fija e igual a la tensión zéner. Se pide que calcule la tensión y la corriente en cada diodo con el criterio de signos indicado en el dibujo cuando V_{CC} vale:

a) 5,7 V **(1,3 p)**
b) 6,3 V **(1,2 p)**

Verifique las hipótesis que haga.

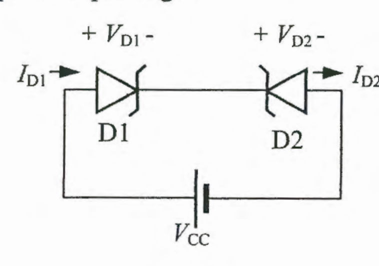
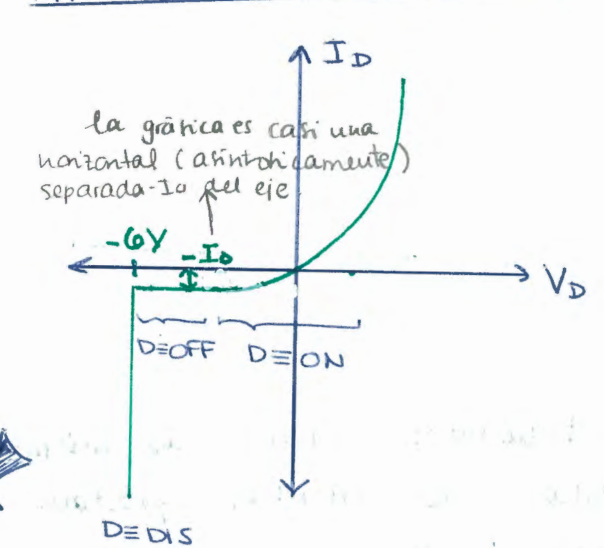


Figura 1

DATOS: $I_0 = 10^{-10}$ A   Tensión zéner $|V_Z| = 6$ V

Modelo del diodo Zener



RESUMEN DE ESTADOS

	Hipótesis	Condición
D≡DIS	$V_D = -6V$	$I_D < -I_0$
D≡OFF	$I_D = -I_0$	$V_D \geq -6V$
D≡ON	Shockley	$I_D > -I_0$

¡OJO! para intensidades siempre signos exclusivos (<, >) y para tensiones inclusivos (≤, ≥)

Aquí, trabajar con exponenciales es muy difícil, por lo que tenemos que hacer algunas suposiciones
MODELO POR TRAMOS (Pero con Shockley)

Además, en D2, la tensión y corriente del enunciado NO son las teóricas. Nosotros usaremos $\begin{cases} I_{D2}' = -I_{D2} \\ V_{D2}' = -V_{D2} \end{cases}$

a) $V_{CC} = 5'7$ V

(circuito: $+ V_{D1} -$, $- V_{D2}' +$, I_{D1} →, ← I_{D2}', (1), + V_{CC})

• Suponemos

	hipótesis	condiciones
D1≡ON	Shockley	$I_{D1} > -I_0$ [
D2≡OFF	$I_{D2}' = -I_0$	$V_{D2}' \geq -6$ [

• $I_{D2} = -I_{D2}' = I_0 = 10^{-10}$ A

• $I_{D1} = -I_{D2}' = 10^{-10}$ A $> -I_0$ cumple [1
D1≡ON ok!

• Shockley : $I_{D1} = I_0 \left(e^{\frac{V_{D1}}{V_t}} - 1 \right)$

$$1 + \frac{I_{D1}}{I_0} = e^{\frac{V_{D1}}{V_t}}$$

$$V_{D1} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{D1}}{I_0} + 1\right) = 0'029 \cdot \ln 2 = 0'02\ V$$

Malla 1: $-V_{D1} + V_{D2}' + V_{CC} = 0 \Rightarrow V_{D2}' = V_{D1} - V_{CC} = 0'02 - 5'7 = -5'68\ V$

$V_{D2}' \geq -6\ V$ cumple [2]
D2≡OFF ok!

$V_{D2} = -V_{D2}' = 5'68\ V$

b) $V_{CC} = 6'3\ V$

Podríamos hacer las mismas suposiciones que en el apartado a) y todas las cuentas quedan igual excepto: $V_{D2}' < -6$. Así, ya no cumplimos la condición [2] y por lo tanto D2 no puede estar OFF.

		hipótesis	condición
• Suponemos	D1≡ON	Shockley	$I_{D1} > -I_0$
	D2≡DIS	$V_{D2}' = -6$	$I_{D2}' < -I_0$

• $V_{D2} = -V_{D2}' = 6\ V$.

• Malla 1: $-V_{D1} + V_{D2}' + V_{CC} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{D1} = V_{D2}' + V_{CC} = 0'3\ V$

• Shockley: $I_{D1} = I_0 \left(e^{V_D/V_t} - 1 \right) = 3'11\ \mu A > -I_0$ cumple [-1]

$I_{D2}' = -I_{D1} = -3'11\ \mu A$

$I_{D2} = -I_{D2}' = 3'11\ \mu A$

JUNIO 1995

Ejercicio 2

Este ejercicio trata de estudiar el funcionamiento del transistor de la figura 1 para distintos valores de la tensión V_I. Para simplificar el análisis se supondrá que la característica de entrada del transistor $I_B(V_{BE})$ no depende de la tensión V_{CE} y puede representarse por la característica de un diodo con V_γ=0,7 V y R_f =0 Ω como se ilustra en la Fig. 2. Además, se supondrá que el transistor está caracterizado por β=100, I_{CO}=0 y $V_{CE,sat}$=0 V. → parecido a la 'intensidad de saturación' del diodo (si es 0 es ideal)

Calcular los valores de I_C, I_E, I_B y V_{CE}, V_{BE}, V_{BC} para V_I=0 V; 5 V y 12 V. Trasladar los resultados a la tabla adjunta.

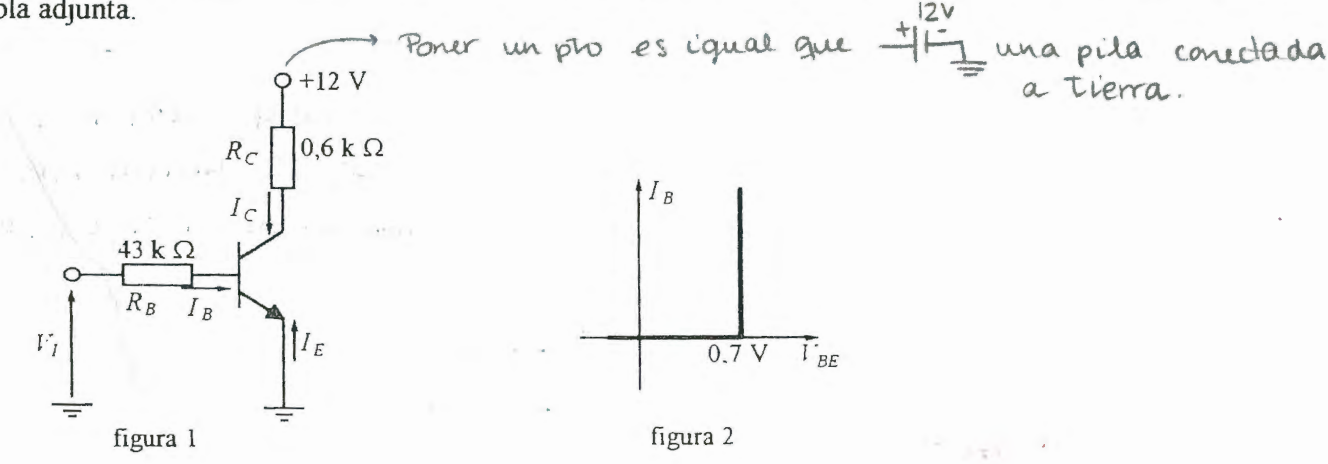
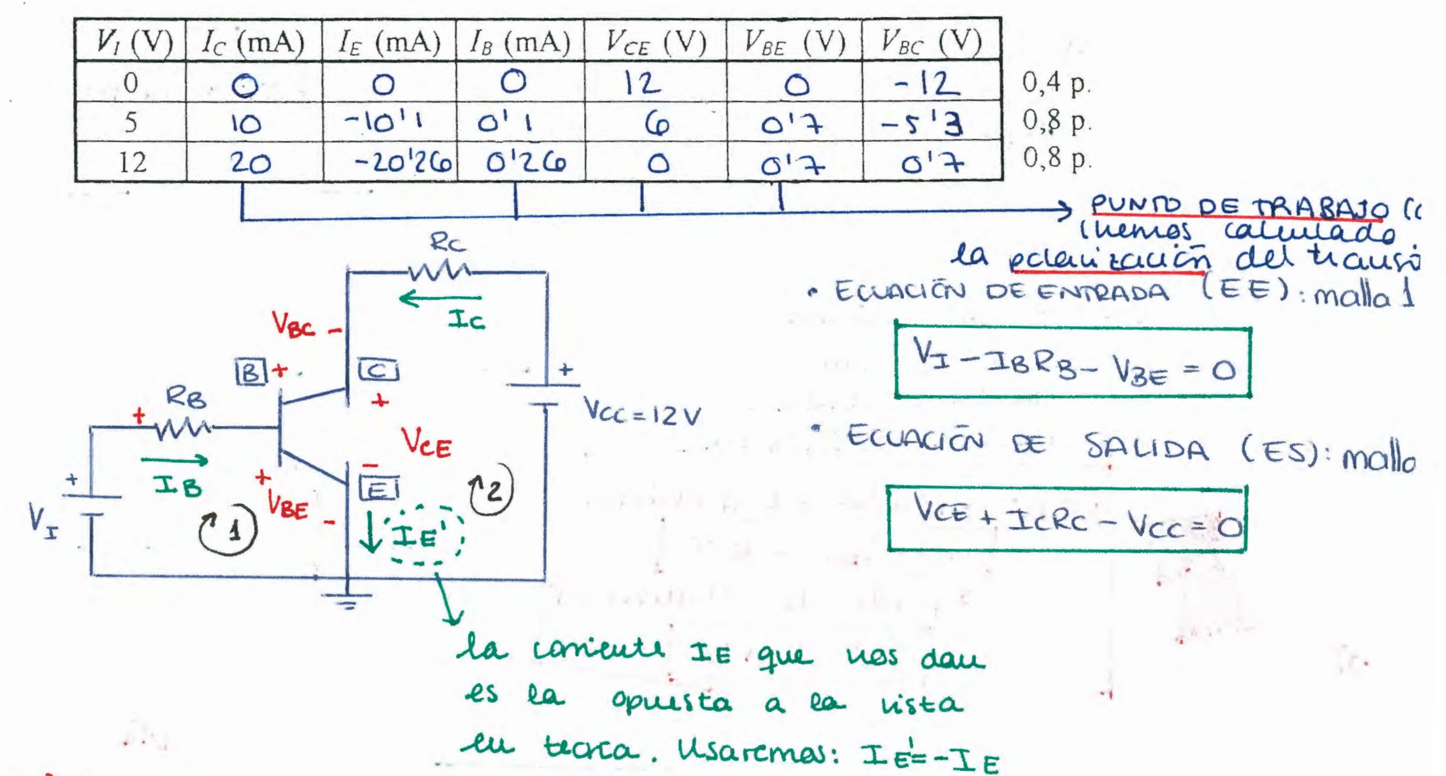


figura 1 figura 2



V_I (V)	I_C (mA)	I_E (mA)	I_B (mA)	V_{CE} (V)	V_{BE} (V)	V_{BC} (V)	
0	0	0	0	12	0	-12	0,4 p.
5	10	-10'1	0'1	6	0'7	-5'3	0,8 p.
12	20	-20'26	0'26	0	0'7	0'7	0,8 p.

→ PUNTO DE TRABAJO (hemos calculado la polarización del transistor)

- ECUACIÓN DE ENTRADA (EE): malla 1

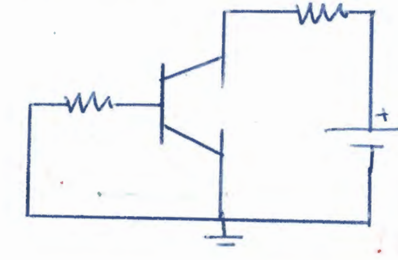
$$V_I - I_B R_B - V_{BE} = 0$$

- ECUACIÓN DE SALIDA (ES): malla 2

$$V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

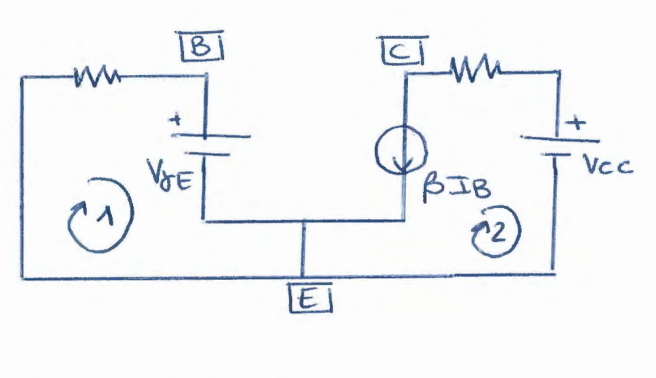
la corriente I_E que nos dan es la opuesta a la vista en teoría. Usaremos: $I_E' = -I_E$

a) $V_I = 0V$



- Suponemos BJT ≡ ACT. DIRECTA

hipótesis	condiciones
$V_{BE} = V_{\gamma E}$	$I_B > 0$ [1]
$I_C = \beta I_B$	$V_{CE} \geq V_{CE,sat}$ [2]



(circuito equivalente)

• EE $-I_B R_B - V_{\gamma E} = 0$

tomamos la EE que calculamos al principio y sustituimos en ella los datos $\begin{cases} V_I = 0 \\ V_{BE} = V_{\gamma E} \end{cases}$

$$I_B = -\frac{V_{\gamma E}}{R_B} = -16'28\,\mu A < 0$$

no cumple [1] BJT no puede estar en ACTIVA DIRECTA

suponemos BJT ≡ CORTE

• Suponemos ahora BJT ≡ CORTE

hipótesis	condiciones
$I_B = 0$	$V_{BE} \leq V_{\gamma E}$
$I_C = 0$	

R_B + V_{BC} − R_C

B C E V_{cc} 1 2 I_E'

(circuito equivalente)

x = no hay corriente (x tanto no hay caída de tensión en esas resistencias)

• EE $-V_{BE} = 0 \Rightarrow V_{BE} = 0 \leq V_{\gamma E}$

BJT ≡ CORTE ok!

• $I_E' = 0 \Rightarrow I_E = -I_E' = 0$

• ES $V_{CE} - V_{cc} = 0$

$V_{CE} = V_{cc} = 12\,V$

• Malla 3: $-V_{BC} - V_{cc} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{BC} = -V_{cc} = -12\,V$

NOTA: → malla del transistor

$V_{BE} - V_{BC} - V_{CE} = 0$

→ Nudo del transistor

$I_E' = I_B + I_C$

b) $V_I = 5V$

• Suponemos BJT ≡ ACT. DIRECTA

hipótesis	condiciones
$V_{BE} = V_{\gamma E} = 0'7V$	$I_B > 0$ [1]
$I_C = \beta I_B$	$V_{CE} \geq V_{CE,sat}$ [2]

R_B B C R_C V_I βI_B V_{cc} E

* EE $V_I - I_B R_B - V_{\gamma E} = 0$

$$I_B = \frac{V_I - V_{\gamma E}}{R_B} = 0'1\,mA > 0 \text{ cumple [1]}$$

* ES $V_{CE} = V_{cc} - I_C R_C = 6V \geq V_{CE,sat}$ cumple [2]

* $I_C = \beta I_B = 10\,mA$

* $V_{BE} - V_{BC} - V_{CE} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = -5'3V$

* $I_B + I_C = +I_E' = 10'1\,mA$

$I_E = -I_E' = -10'1\,mA$

c) $V_I = 12V$

- Suponemos BJT ≡ ACT. DIRECTA { mismas condiciones e hipótesis

MISMO CIRCUITO EQUIVALENTE

* [EE] $I_B = \frac{V_I - V_{\gamma E}}{R_B} = 0'26\ mA > 0$ cumple [1]

* $I_C = \beta I_B = 26\ mA$ no cumple [2]

* [ES] $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = -3'76\ V < V_{CE,sat}$

- Suponemos BJT ≡ SATURACIÓN

hipótesis:
$V_{BE} = V_{\gamma E} = 0'7V$
$V_{CE} = V_{CE,sat} = 0V$

condiciones:
$I_B > 0$ [1]
$I_C < \beta I_B$ [2]

R_B, B, C, R_C, V_I, $V_{\gamma E}$, $V_{CE,sat}$, V_{CC}, E

* [EE] $V_I - I_B R_B - V_{\gamma E} = 0$

$I_B = \frac{V_I - V_{\gamma E}}{R_B} = 0'26mA > 0$

cumple [1]

* [ES] $V_{CE,sat} + I_C R_C - V_{CC} = 0$

$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{R_C} = 20mA < \beta I_B = 26mA$ cumple [2]

BJT ≡ SATURACIÓN ok!

- $I_E' = I_B + I_C = 20'26\ mA$

$I_E = -I_E' = -20'26\ mA$

- $V_{BE} - V_{BC} - V_{CE} = 0$

$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0'7\ V$

Ejercicio 2. Se pretende comparar diferentes modelos del BJT en activa (ver nota) en el cálculo del punto de trabajo del circuito de la figura 2. Sin necesidad de comprobar que el BJT opera en activa, se le pide:

a) Calcular V_{BE}, I_B, V_{CE} e I_C utilizando el modelo lineal por tramos básico **(0.5 p.)**

b) Idem a) utilizando el modelo lineal por tramos avanzado **(1 p.)**

c) Utilizando el modelo de Ebers-Moll aproximado para activa, no es posible alcanzar una solución por resolución analítica. Deducir la ecuación con I_C como única incógnita que se obtiene con este modelo **(1 p.)**

DATOS: $V_{CC} = 5\text{ V}, V_{BB} = 3\text{ V}, R_B = 50\text{ k}\Omega, R_C = 700\ \Omega.$

De los modelos del BJT:

$V_{\gamma E} = 0{,}70\text{ V}, \beta = 100, r_\pi = 2\text{ k}\Omega, V_A = 80\text{ V}, I_0 = 10^{-15}\text{ A}, V_t = 25\text{ mV}$

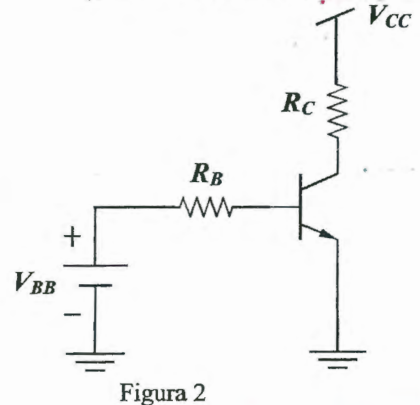


Figura 2

NOTA:

Modelo lineal por tramos básico en activa

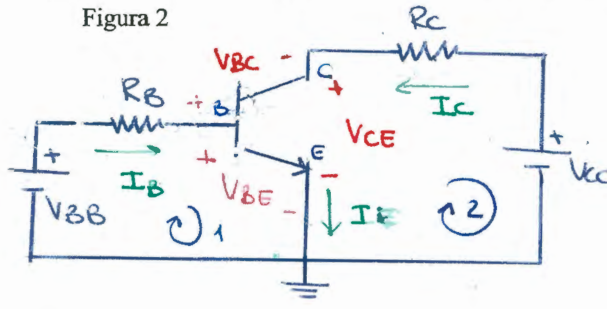
$$I_C = \beta I_B \qquad V_{BE} = V_{\gamma E}$$

Modelo lineal por tramos avanzado en activa

$$I_C = \beta\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B \qquad V_{BE} = V_{\gamma E} + r_\pi I_B$$

Modelo de Ebers - Moll aproximado en activa

$$I_C = \beta I_B \qquad I_B = I_O \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)$$



malla 1

EE: $V_{BB} - I_B R_B - V_{BE} = 0$

malla 2

ES: $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$

¡OJO! no hay que comprobar el estado del BJT (activa directa)

a) ¿V_{BE}, I_B, V_{CE}, I_C?

Modelo lineal por tramos básico:

$V_{BE} = V_{\gamma E}$

$I_C = \beta I_B$ } hipótesis de activa

• EE: $V_{BB} - I_B R_B - V_{\gamma E} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_B} = 46\ \mu A$

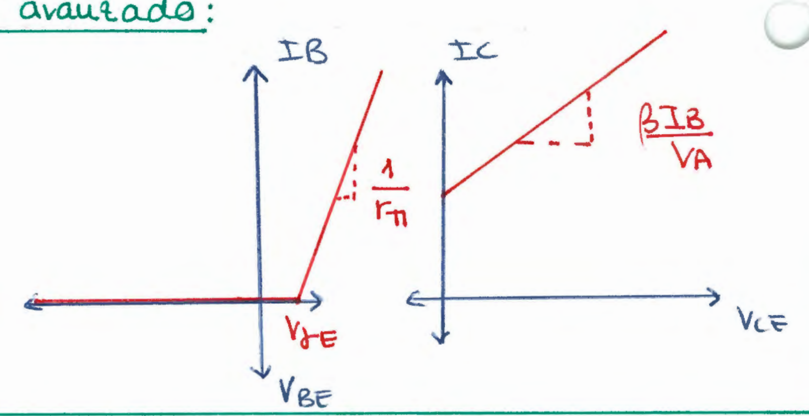
• $I_C = \beta I_B = 4'6\text{ mA}$

• ES: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 1'78\text{ V}$

b) ¿ V_{BE}, I_B, V_{CE}, I_C?

Modelo lineal por tramos avanzado:

- $V_{BE} = V_{\gamma E} + r_\pi I_B$
- $I_C = \beta\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B$



- [EE] $V_{BB} - I_B R_B - V_{\gamma E} - r_\pi I_B = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_B + r_\pi} = 44'2\,\mu A$

- [ES] $V_{CE} + \underbrace{\beta\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B}_{I_C} \cdot R_C - V_{CC} = 0$

$$V_{CE}\left[1 + \frac{\beta I_B R_C}{V_A}\right] + \beta I_B R_C - V_{CC} = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{CE} = \frac{V_{CC} - \beta I_B R_C}{1 + \frac{R I_B R_C}{V_A}} = 1'84\,V$$

- $V_{BE} = V_{\gamma E} + r_\pi I_B = 0'788\,V$
- $I_C = \beta\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B = 4'52\,mA$

c) llegar a una ecuación con IC como única incógnita

Modelo de Ebers-Moll aproximado:
- $I_B = I_O \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$
- $I_C = \beta I_B$

[1] · [EE] $V_{BB} - I_B R_B - V_{BE} = 0$
[2] · $I_B = I_O e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$
[3] · [ES] $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$
[4] · $I_C = \beta I_B$

Despejamos Ib en la ecuación 4 y sustituimos en 1 y 2.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

⇓

[1] $V_{BB} - \frac{I_C}{\beta} R_B - V_{BE} = 0$
[2] $\frac{I_C}{\beta} = I_O e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$

Despejamos V_{BE} de 2 y sustituimos en 1

$$V_{BE} = V_t \cdot \ln \frac{I_C}{\beta I_O}$$

$$\Rightarrow V_{BB} - \frac{I_C}{\beta} R_B - V_t \cdot \ln \frac{I_C}{\beta I_O} = 0 \Rightarrow$$

$\rightarrow$ $2 - 0'5 I_C + 0'025 \ln(10^{13} I_C)$

CONSEJO JON → MAZO IMPORTANTE!

SEPTIEMBRE 2000

Ejercicio 2. Los tres transistores bipolares del circuito de la figura 2 son idénticos, y para este ejercicio se pueden caracterizar por un modelo lineal por tramos. Se sabe que T_2 está en saturación.

a) De los cuatro estados posibles del transistor (activa directa, saturación, corte y activa inversa), deduzca en cuál de ellos se encuentra T_1. **(0,5 p.)**

b) Calcule el rango de valores de R_D para el que T_3 está en activa. Si no resolvió el apartado a), suponga el transistor T_1 en corte. **(1 p.)**

c) Para $R_D = 60\ \Omega$ el transistor T_3 está en saturación y se mide una caída de tensión en sus bornas de 0,7 V. Calcule los valores de las corrientes I_{C2} e I_{C3}. Compruebe que T_2 y T_3 están en saturación. **(1 p.)**

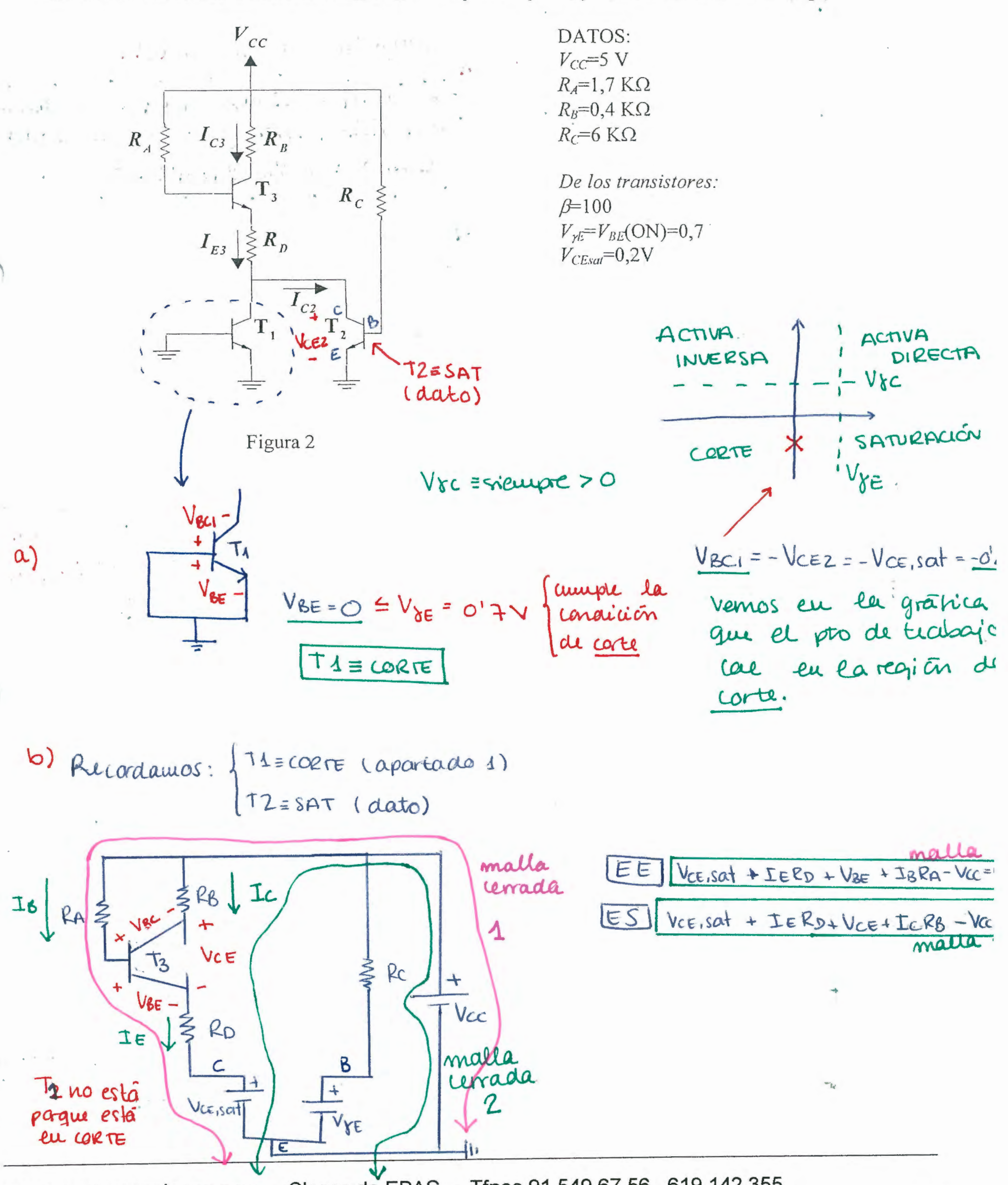


Figura 2

Buscamos que $T_3 \equiv$ ACT. DIR

hipótesis	condiciones	
$V_{BE} = V_{\gamma E}$	$I_B > 0$	[1]
$I_C = \beta I_B$	$V_{CE} \geq V_{CE,sat}$	[2]

NOTA: $I_E \underset{\text{siempre}}{=} I_B + I_C \underset{\text{sólo activa}}{=} I_B + I_B\beta \underset{\text{sólo activa}}{=} (\beta+1) I_B$

EE $V_{CE,sat} + (\beta+1) I_B R_D + V_{\gamma E} + I_B R_A - V_{CC} = 0$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1)R_D + R_A} > 0$$

tenemos que forzar [1]

se cumple siempre porque el denominador es positivo, ~~pero~~ y en el numerador tenemos: 5-0'2-0'7= 4'1 > 0

ES $V_{CE,sat} + (\beta+1) I_B R_D + V_{CE} + \beta I_B R_B - V_{CC} = 0$

$$V_{CE,sat} + I_B\left[(\beta+1)R_D + \beta R_B\right] + V_{CE} - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE,sat} + \frac{V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1)R_D + R_A}\left[(\beta+1)R_D + \beta R_B\right] + V_{CE} - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{CE,sat} - \frac{V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1)R_D + R_A}\left[(\beta+1)R_D + \beta R_B\right] \geq V_{CE,sat}$$

tenemos que forzar que $\geq V_{CE,sat}$

$$V_{CC} - 2V_{CE,sat} \geq \frac{V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E}}{(\beta+1)R_D + R_A}\left[(\beta+1)R_D + \beta R_B\right]$$

$$(V_{CC} - 2V_{CE,sat})\left[(\beta+1)R_D + R_A\right] \geq (V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E})\left[(\beta+1)R_D + \beta R_B\right]$$

$$R_D\left[(V_{CC} - 2V_{CE,sat})(\beta+1) - (V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E})(\beta+1)\right] \geq$$

$$\geq (V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E})(\beta R_B) - (V_{CC} - 2V_{CE,sat})R_A$$

$$R_D \geq \frac{(V_{CC} - V_{CE,sat} - V_{\gamma E})(\beta R_B) - (V_{CC} - 2V_{CE,sat})R_A}{(\beta+1)(V_{CC} - 2V_{CE,sat} - V_{CC} + V_{CE,sat} + V_{\gamma E})} = 3'09\ k\Omega$$

c) Vamos a seguir trabajando con [EE] y [ES], pero ahora:

* $R_D = 60\,\Omega$ (Dato)

* $T_2 \equiv$ SATURACIÓN (de momento no lo comprobaremos)

* $T_3 \equiv$ SAT

hipótesis	condición	
$V_{BE} = V_{\gamma E}$	$I_B > 0$	[1]
$V_{CE} = V_{CE,sat}$	$I_C < \beta I_B$	[2]

[EE] $V_{CE,sat} + (I_B + I_C) R_D + V_{\gamma E} + I_B R_A - V_{CC} = 0$

$V_{CE,sat} + I_B (R_D + R_A) + I_C R_D + V_{\gamma E} - V_{CC} = 0$ [I]

[ES] $V_{CE,sat} + (I_B + I_C) R_D + V_{CE,sat} + I_C R_B - V_{CC} = 0$

$2V_{CE,sat} + I_B R_D + I_C (R_D + R_B) \cdot V_{CC} = 0$ [II]

Tenemos un sistema con las ecuaciones [I] y [II] con dos incógnitas. Despejamos I_B de [II] y sustituimos en [I]

$$I_B = \frac{V_{CC} - 2V_{CE,sat} - I_C(R_D + R_B)}{R_D} = 1'99\text{ mA} > 0$$

cumple [1]

$$V_{CE,sat} + \frac{V_{CC} - 2V_{CE,sat} - I_C(R_D + R_B)}{R_D}(R_D + R_A) + I_C R_D + V_{\gamma E} - V_{CC} = 0$$

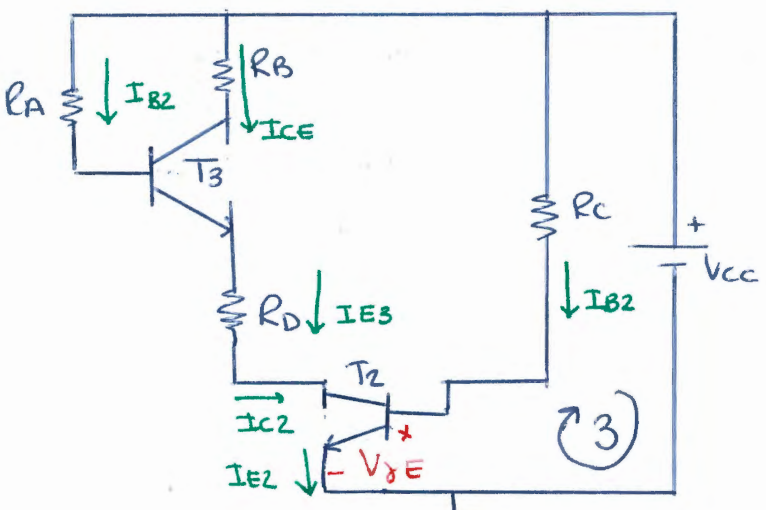
$$V_{\gamma E} - V_{CC} + V_{CE,sat} + I_C \left[R_D - \frac{(R_D + R_B)(R_D + R_A)}{R_D} \right] + \frac{V_{CC} - 2V_{CE,sat}}{R_D}(R_D + R_A) = 0$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{\gamma E} - V_{CE,sat} - \frac{V_{CC} - 2V_{CE,sat}}{R_D}(R_D + R_A)}{R_D - \frac{(R_D + R_B)(R_D + R_A)}{R_D}} = 9'74\text{ mA} <$$

$< \beta I_B = 199\text{m}$

cumple [2] $T_3 \equiv$ SAT ok!

Para responder lo que nos queda, resumimos:



- $\underline{I_{C3}} = I_C = \underline{9'74mA}$
- $\underline{I_{C2}} = I_{E3} = I_{B3} + I_{C3} =$
  $= I_B + I_C = \underline{11'73mA}$

Falta comprobar que $T2 \equiv$ SATURACIÓN $\begin{cases} \text{condiciones} \\ I_{B2} > 0 \quad [1] \\ I_{C2} < \beta I_{B2} \quad [2] \end{cases}$

→ Malla 3: $V_{\gamma E} + I_{B2} R_C - V_{CC} = 0$

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{\gamma E}}{R_C} = 0'72mA$$ cumple [1]

→ $I_{C2} = 11'73\,mA < \beta I_{B2}$ cumple [2]

T2 = SAT ok!

JUNIO 2001

Ejercicio 2. El conjunto de tres transistores bipolares T1, T2 y T3 acoplados según muestra la figura 2.1 funciona como el transistor npn equivalente representado en la figura 2.2. Se le pide calcular:

a) El parámetro β del transistor equivalente, definido como el cociente I_C/I_B de las corrientes indicadas en la figura 2.2 cuando T1, T2 y T3 operan en activa **(0,9 p)**

b) La mínima tensión V_{CE} en el transistor equivalente para la que T1, T2 y T3 operan en activa con $I_B > 0$. Considere para este apartado el modelo lineal por tramos para los transistores **(0,7 p)**

c) El valor de $V_{BE2}-V_{BE1}$ cuando T1, T2 y T3 operan en activa. Considere para este apartado el modelo de Ebers-Moll para los transistores en activa, y exprese el resultado con tres cifras significativas **(0,9 p)**

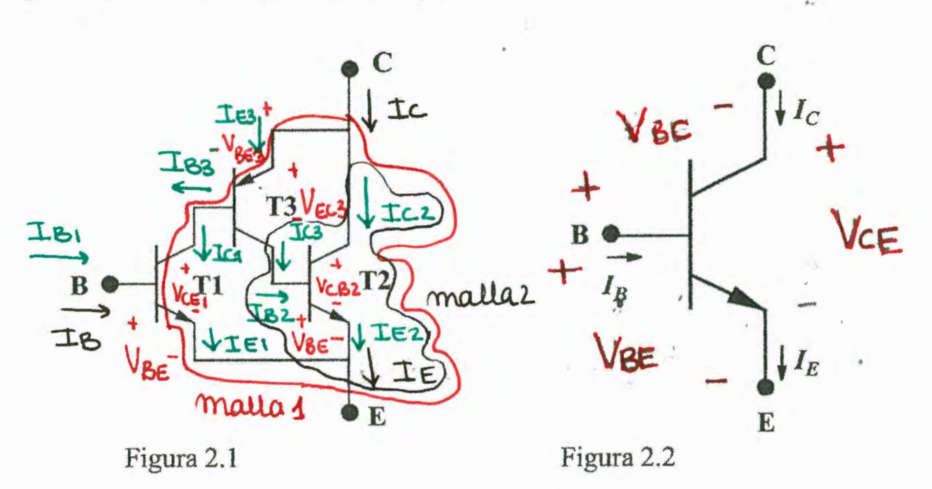


Figura 2.1 Figura 2.2

DATOS: $V_t = 25$ mV

Para todos los BJT: β=10, $|V_A| \to \infty$

- Modelo lineal por tramos: $V_{\gamma E} \approx 0{,}7$ V, $|V_{CE,sat}| \approx 0{,}2$ V
- Modelo de Ebers-Moll para activa: $I_C = \beta I_B$, $I_B = I_0 \exp(|V_{BE}|/V_t)$

(a) Nos piden que lleguemos a una expresión como $I_C = \beta_{EQ} \cdot I_B$ para identificar quien es la β_{EQ}.

Del circuito:
- $I_{B1} = I_B$
- $I_{B2} = I_{C3}$
- $I_{B3} = I_{C1}$

Por estar todo en activa:
- $I_{C1} = \beta I_{B1}$
- $I_{C2} = \beta I_{B2}$
- $I_{C3} = \beta I_{B3}$

$I_C = I_{E3} + I_{C2}$

- $I_{E3} = I_{B3} + I_{C3} = (1+\beta) I_{B3} = (\beta+1) I_{C1} = (\beta^2+\beta) I_{B1} = (\beta^2+\beta) I_B$

- $I_{C2} = \beta I_{B2} = \beta I_{C3} = \beta^2 I_{B3} = \beta^3 I_{B1} = \beta^3 I_B$

$I_C = I_{E3} + I_{C2} = (\beta^2+\beta) I_B + \beta^3 I_B = (\beta^3+\beta^2+\beta) I_B$

$I_C = \beta_{EQ} \cdot I_B$ $\Rightarrow$ $\beta_{EQ} = (\beta^3+\beta^2+\beta) = 1110$

(b) Tenemos que buscar que T1, T2, T3 estén en ACTIVA sin necesidad de comprobar que $I_B > 0$ (para cada transistor)

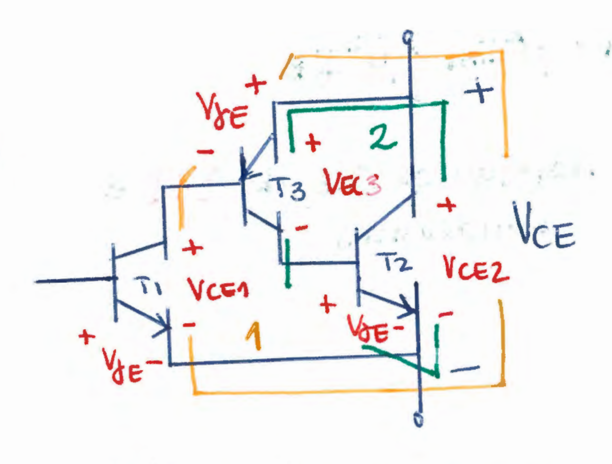
Tenemos que forzar

$V_{CE1} \geq V_{CE,sat}$

$V_{CE2} \geq V_{CE,sat}$

$V_{CE3} \geq V_{CE,sat}$

Buscaremos una expresión para cada una de estas tensiones, que sólo dependa de datos ó de V_{CE}, para forzar las condiciones e identificar V_{CE}



¡OJO! Por estar todos en ACTIVA:

$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{EB3} = V_{\gamma E}$

Datos:

$|V_{CE,sat}| = 0'2$

$\rightarrow V_{CE,sat} = 0'2V$

$\rightarrow V_{EC,sat} = 0'2V$

* $V_{CE2} = V_{CE} \geq V_{CE,sat} = 0'2V$

* malla 1: $V_{CE1} + V_{\gamma E} - V_{CE} = 0$

$V_{CE1} = V_{CE} - V_{\gamma E} \geq V_{CE,sat} \Rightarrow V_{CE} \geq V_{CE,sat} + V_{\gamma E} = 0'9V$

* malla 2: $V_{EC3} - V_{CE} + V_{\gamma E} = 0$

$V_{EC3} = V_{CE} - V_{\gamma E} \geq V_{CE,sat} \Rightarrow V_{CE} \geq V_{EC,sat} + V_{\gamma E} = 0'9V$

Finalmente intersecamos las tres soluciones y obtenemos:

$V_{CE} \geq 0'9$

(c) MODELO DE EBERS-MOLL APROXIMADO PARA ACTIVA

- $I_C = \beta I_B$
- $I_B = I_0 e^{\frac{|V_{BE}|}{V_t}}$

* Para T2 : $I_{B2} = I_0 e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}}$

* Para T1 : $I_{B1} = I_0 e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}}$

nos piden ¿$V_{BE2} - V_{BE1}$?

Vamos a buscar expresiones para I_{B2} e I_{B1} que sólo dependan de I_B, para poder así igualar las ecuaciones.

* $I_{B1} = I_B$

* $I_{B2} = I_{C3} = \beta I_{B3} = \beta I_{C1} = \beta^2 I_{B1} = \beta^2 I_B$

[1] $\beta^2 I_B = I_0 e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}}$

[2] $I_B = I_0 e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}}$

Despejamos I_B de [1] e igualamos

$$\frac{1}{\beta^2} \cancel{I_0} e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}} = \cancel{I_0} e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}}$$

$$\frac{e^{\frac{V_{BE2}}{V_t}}}{e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}}} = \beta^2 \Longrightarrow e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_t}} = \beta^2$$

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_t \cdot \ln \beta^2 = 0'025 \cdot \ln(100) = 0'115\ V$$

JUNIO 2007

Ejercicio 3.

El dispositivo de dos terminales de la figura está formado por un transistor bipolar *npn* y otro *pnp* cuyos parámetros del modelo de Ebers Moll i_{ES}, I_{CS}, α_F y α_R son idénticos.

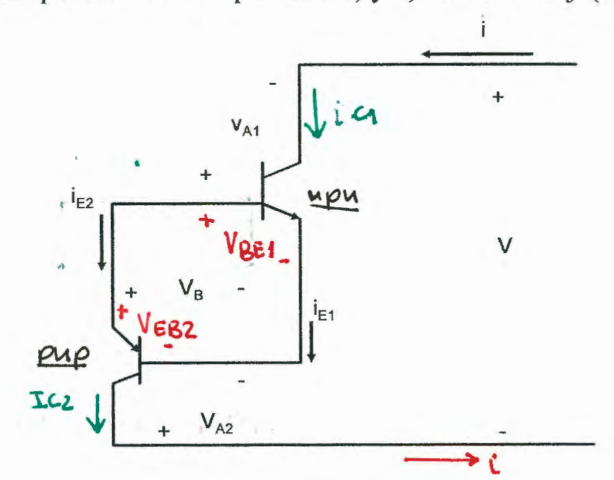
a) La tensión v_{A1} en función de v_{A2} exclusivamente.

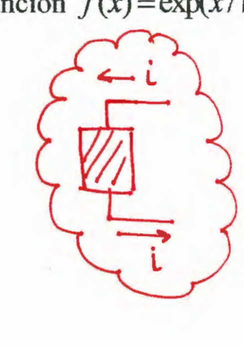
b) La tensión v_B en función de *i* exclusivamente..

c) La ecuación característica *i* en función de *v*.

DATOS: Transistores: $\alpha_F = 0,99; \alpha_R = 0,5; I_{cs} = 1pA; \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}, V_t = 25mV$.

SUGERENCIA: Para mayor simplicidad en los apartados a) y b) denote con $f(x)$ a la función $f(x) = \exp(x/V_t) - 1$.





Del circuito obtenemos:

* $i = i_{C1} = i_{C2} = i_{E2} + i_{E1}$
* $V_B = V_{BE1} = V_{EB2}$
* $V = V_B - V_{A1} - V_{A2}$
* $V_{A2} = V_{CB2}$
* $V_{A1} = V_{BC1}$

(a) Para el transistor 1, las ecuaciones de Ebers-Moll son:

$$* \; i_{C1} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{B1}}{V_t}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC1}}{V_t}} - 1 \right)$$

para los datos del circuito tendremos entonces

$$i = \alpha_F I_{ES} f(V_B) - I_{CS} f(V_{A1}) \qquad [1]$$

$$* \; i_{E1} = I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} - 1 \right)$$

$$i_{E1} = I_{ES} \cdot f(V_B) - \alpha_R I_{CS} \cdot f(V_{A1})$$

* Análogamente, para el transistor 2, tendremos:

* $i = \alpha_F I_{ES} f(V_B) - I_{CS} f(V_{A2})$ [2]

* $i_{E2} = I_{ES} \cdot f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_{A2})$

Igualando la ecuación [1] y la ecuación [2] tenemos:

$$\alpha_F I_{ES} f(V_B) - I_{CS} f(V_{A1}) = \alpha_F I_{ES} f(V_B) - I_{CS} f(V_{A2})$$

$$f(V_{A1}) = f(V_{A2})$$

$$e^{\frac{V_{A2}}{V_T}} - 1 = e^{\frac{V_{A1}}{V_T}} - 1 \Rightarrow \boxed{V_{A1} = V_{A2}}$$

(b)

tenemos que
* $V_{A1} = V_{A2} = V_A$ (por ponerle un nombre)
* $i = i_{E1} + i_{E2}$

por lo tanto, las 4 ecuaciones de Ebers-Moll quedan reducidas a:

* $i = \alpha_F I_{ES} \cdot f(V_B) - I_{CS} f(V_A)$ [3] (es la ecuación [1] y [2])

* $i = i_{E1} + i_{E2} = I_{ES} \cdot f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_A) + I_{ES} \cdot f(V_B) - \alpha_R I_{CS} f(V_A) =$

$i = 2 I_{ES} f(V_B) - 2\alpha_R I_{CS} f(V_A)$ [4]

multiplicamos [4] por $\frac{\alpha_F}{2}$ y restamos ambas:

$$i - \frac{\alpha_F}{2} i = - I_{ES} f(V_A) - \alpha_R I_{CS} f(V_B) \alpha_F$$

$$i \left(1 - \frac{\alpha_F}{2}\right) = I_{CS} f(V_A) (\alpha_F \alpha_R - 1)$$

$$f(V_A) = \frac{i(1 - \alpha_F/2)}{I_{CS}(\alpha_F \alpha_R - 1)} = \frac{i(2 - \alpha_F)}{2 I_{CS}(\alpha_F \alpha_R - 1)}$$

Para despejar $f(V_B)$ sustituimos este resultado en [3]

$$i = \alpha_F I_{ES} \cdot f(V_B) - I_{CS} \cdot \frac{i(2-\alpha_F)}{2I_{CS}(\alpha_F\alpha_R - 1)}$$

$$\boxed{f(V_B)} = \frac{i + \frac{i(2-\alpha_F)}{2(\alpha_F\alpha_R - 1)}}{\alpha_F I_{ES}} = \frac{i(2(\alpha_F\alpha_R - 1)) + i(2-\alpha_F)}{2(\alpha_F\alpha_R-1)\alpha_F I_{ES}} =$$

$$= \frac{i(2\alpha_F\alpha_R - 2 + 2 - \alpha_F)}{2(\alpha_F\alpha_R - 1)\alpha_F I_{ES}} = \boxed{\frac{i\alpha_F(2\alpha_R - 1)}{2(\alpha_F\alpha_R - 1)\alpha_F I_{ES}}} = 0$$

¡¡¡ $\alpha_R = 0'5$!!!

$$f(V_B) = 0 \Rightarrow e^{\frac{V_B}{V_t}} - 1 = 0 \Rightarrow e^{\frac{V_B}{V_t}} = 1 \Rightarrow \frac{V_B}{V_t} = 0 \Rightarrow \boxed{V_B = 0}$$

no depende de i !!!

Tenemos:

$* \; V = \cancel{V_B}^{0} - V_{A1} - V_{A2} = -2V_A \rightarrow V_A = -V/2$

$* \; f(V_A) = \dfrac{i(2-\alpha_F)}{2I_{CS}(\alpha_F\alpha_R - 1)}$

$$\rightarrow f(-V/2) = \frac{i(2-\alpha_F)}{2I_{CS}(\alpha_F\alpha_R - 1)}$$

$$e^{-V/2V_t} - 1 = \frac{i(2-\alpha_F)}{2I_{CS}(\alpha_F\alpha_R-1)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow i = \frac{2I_{CS}(\alpha_F\alpha_R - 1)(e^{-V/2V_t} - 1)}{(2-\alpha_F)} = -I_{CS}(e^{-V/2V_t} - 1)$$

(con $\frac{2(\alpha_F\alpha_R-1)}{(2-\alpha_F)} \simeq -1$)

Ejercicio 2. En los circuitos de las figuras 2.1 y 2.2 la estimación de la corriente i_L no puede realizarse mediante modelos aproximados lineales por tramos. Por ello se le pide que calcule, utilizando el modelo de Ebers-Moll:

a) La expresión de i_L en función de v_G para el circuito de la figura 2.1 cuando el BJT opera en activa **(0,6 p)**
b) El valor de v_G (con tres cifras significativas) para el que el transistor se satura **(0,7 p)**
c) Ídem **a)** para el circuito de la figura 2.2 **(1,2 p)**

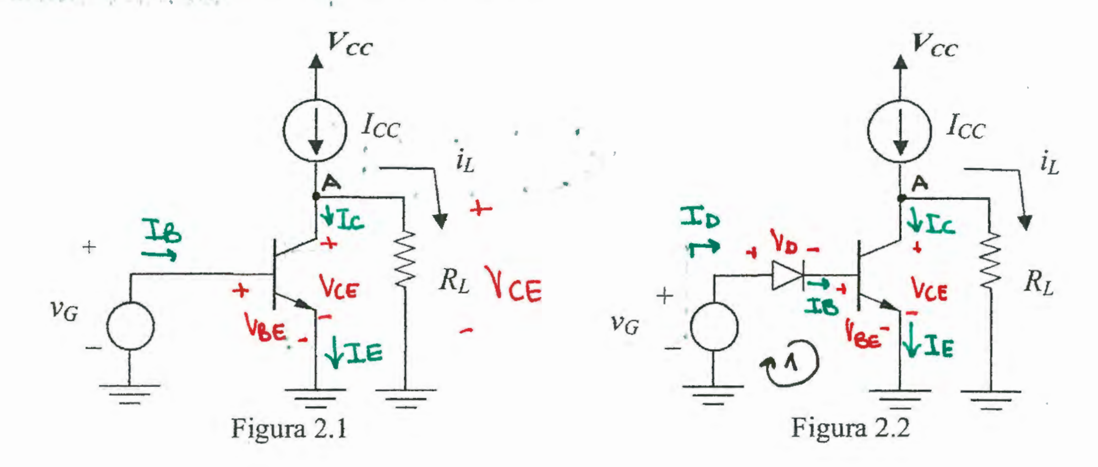


Figura 2.1

Figura 2.2

DATOS: I_{CC}= 100 mA.
Para el diodo: $i_D \approx I_S \exp(v_D/V_t)$
Para los BJT: β= 100, V_t = 25 mV, I_0 = 1 pA, $V_{CE,SAT}$ = 0 V.
En activa: $i_C \approx \beta i_B$, $i_B \approx I_0 \exp(v_{BE}/V_t)$ (una de las ec de Ebers-Moll xa activa)

(a) Datos (Activa): $\begin{cases} \cdot I_C = \beta I_B & [1] \\ \cdot I_B = I_0 e^{V_{BE}/V_t} & [2] \end{cases}$

Nudo A: $I_{CC} = I_C + i_L$

$$\underline{i_L} = I_{CC} - I_C \overset{[1]}{=} I_{CC} - \beta I_B =$$

$$\overset{[2]}{=} I_{CC} - \beta I_0 e^{V_{BE}/V_t} = \text{¡} V_{BE} = V_G !$$

$$= I_{CC} - \beta I_0 e^{V_G/V_t} = \underline{0'1 - 10^{-10} e^{40 V_G}}$$

(b) El transistor se satura para $V_{CE} = V_{CE,sat.} = 0$ V y vemos en el circuito que $V_{CE} = i_L \cdot R_L$ $\Rightarrow$ $\underline{i_L R_L = V_{CE,sat}}$

$$(0'1 - 10^{-10} e^{40 V_G}) \cancel{R_L} = 0$$

Despejamos V_G

$$\underline{V_G} = \frac{1}{40} \cdot \ln \frac{0'1}{10^{-10}} = \underline{0'518 \text{ V}}$$

(c) Otra vez empezamos dando la ecuación del nudo A:

$i_L = I_{CC} - I_C = I_{CC} - \beta I_B$, pero hay que calcular aparte la I_B.

Tenemos: * $I_B = I_o e^{\frac{V_{BE}}{V_t}}$ → $I_B = I_o e^{\frac{V_G - V_D}{V_t}}$ — multiplicamos

* $I_D = I_s e^{V_D/V_t}$ → $I_B = I_s e^{V_D/V_t}$

* $V_G - V_D - V_{BE} = 0$ → $V_{BE} = V_G - V_D$

$$I_B^2 = I_o I_s e^{\frac{V_G - V_D + V_D}{V_t}} \Rightarrow \boxed{I_B = \sqrt{I_o I_s}\, e^{\frac{V_G}{2V_t}}}$$

Volviendo a la ecuación del nudo:

$$\boxed{i_L = I_{CC} - \beta I_B = I_{CC} - \beta \sqrt{I_o I_s}\, e^{V_G/2V_t}}$$

se pueden sustituir los datos: I_{CC}, β, I_o, V_t.

SEPTIEMBRE 2003

Ejercicio 2. Se pretende utilizar un BJT real para una aplicación en la que operará con altas corrientes. Como consecuencia de ello, el efecto de la resistencia parásita asociada a la región semiconductora del colector (que es la región menos dopada) no es despreciable. Este efecto puede estudiarse con el circuito equivalente de la figura 2, en la que se muestra un BJT convencional con una resistencia en el terminal de colector. A este conjunto (BJT convencional + resistencia de colector) se le denominará *BJT de alta corriente*. Como se puede ver el *BJT de alta corriente* es un dispositivo de 3 terminales.

a) Exprese la ecuación característica $I_C = I_C\ (I_B,\ V_{C'E})$ de estática del *BJT de alta corriente* cuando el BJT convencional está funcionando en activa. Exprese esta ecuación característica en función de los parámetros R_S, β_0 y V_A **(0,9 p.)**.

b) En el plano I_C, $V_{C'E}$ de las curvas características de salida del *BJT de alta corriente*, represente la región en la que el BJT convencional opera en activa **(0,8 p.)**.

c) Calcule el parámetro de pequeña señal $r_0 = (\partial i_C / \partial v_{C'E})^{-1}$ del *BJT de alta corriente* en el punto de trabajo $I_B = 20$ mA suponiendo que el BJT convencional está en activa. **(0,8 p.)**.

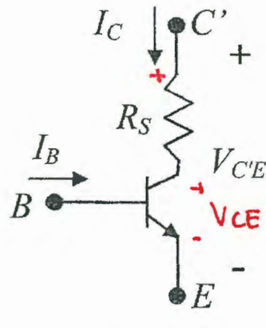


Figura 2

DATOS:

$R_S = 2\ \Omega$.

Para el BJT convencional la ecuación en activa y estática teniendo en cuenta el efecto Early es $I_C = \beta_0\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)I_B$

$\beta_0 = 100$; $V_A = 60$ V; $V_{CE,sat} = 0{,}2$ V

(a) BJT en ACTIVA:

$$I_C = \beta_0\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)I_B \qquad I_C = f(I_B, V_{C'E})$$

Del circuito tenemos:

$$V_{C'E} = V_{CE} + I_C R_S \Rightarrow \boxed{V_{CE} = V_{C'E} - I_C R_S}$$

Sustituimos en la ecuación de activa.

$$I_C = \beta_0\left(1 + \frac{V_{C'E} - I_C R_S}{V_A}\right) I_B$$

$$I_C = \beta_0\left(1 + \frac{V_{C'E}}{V_A}\right) I_B - I_C\left(\frac{\beta_0 I_B R_S}{V_A}\right)$$

$$I_C\left(1 + \frac{\beta_0 I_B R_S}{V_A}\right) = \beta_0\left(1 + \frac{V_{C'E}}{V_A}\right) I_B$$

$$I_C = \frac{\beta_0 \left(1 + \frac{V_{C'E}}{V_A}\right) I_B}{1 + \frac{\beta_0 I_B R_S}{V_A}} = \frac{\beta_0 (V_A + V_{C'E}) I_B}{V_A + \beta_0 I_B R_S}$$

b) BJT ACTIVA:

Frontera con corte: $I_C \geq 0$

frontera con saturación: $V_{CE} \geq V_{CE,sat} \Rightarrow V_{C'E} = I_C R_S + V_{CE} \geq I_C R_S + V_{CE,sat}$

$$\rightarrow V_{C'E} \geq 2 I_C + 0{,}2$$

I_C ← $V_{C'E} = 2I_C + 0{,}2$

ACTIVA

$I_C = 0$

V_{CE}

0,2V

c)

$$r_o = \left[\frac{\partial I_C}{\partial V_{C'E}} \bigg|_Q \right]^{-1} = \frac{V_A}{\beta_0 I_B} + R_S = 30\,\Omega + 2\,\Omega = 32\,\Omega$$

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4 muestra una fuente de corriente compuesta por cuatro transistores pnp. Sabiendo que todos los transistores operan en activa, calcule:

a) La corriente I_{REF} suponiendo $V_{EB2} \cong V_{EB4} \cong 0{,}6\text{V}$ **(0,7 p.)**

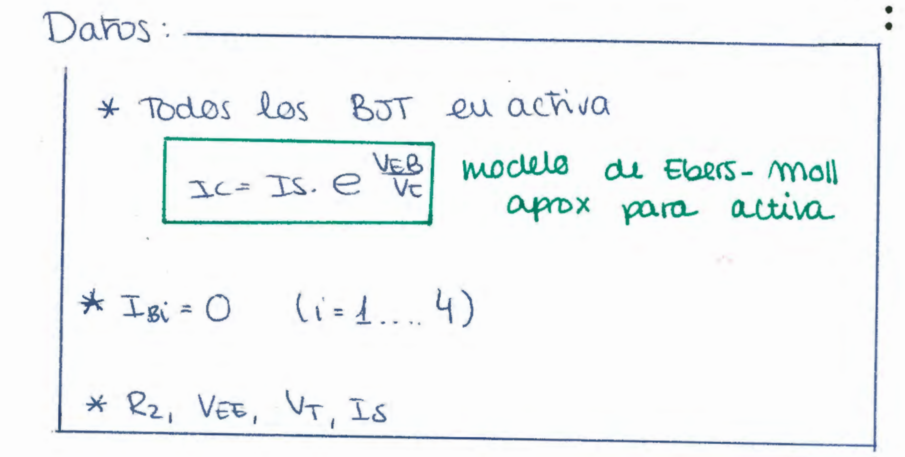
b) El valor de la resistencia R_1 para que la corriente I_0 sea 5 veces menor que I_{REF}. Desprecie las corrientes de base respecto a las demás del circuito. **(1 p.)**

c) Las tensiones V_{EB1}, V_{EB2}, V_{EB3} y V_{EB4} con tres cifras significativas, considerando que para todos los transistores $I_C \cong I_S \exp\dfrac{V_{EB}}{V_T}$. **(0,8 p.)**

DATOS: $R_2 = 4{,}4\ \text{k}\Omega$ $\quad V_T = 0{,}025\ \text{V}$

$V_{EE} = 10\ \text{V}$ $\quad I_S = 7{,}5 \cdot 10^{-14}\text{A}$

Los 2 extremos van a tierra.



(a) I_{REF}, suponiendo $V_{EB2} = V_{EB4} = 0'6\ \text{V}$

malla 1: $I_{REF} \cdot R_2 + V_{EB4} + V_{EB2} - V_{EE} = 0$

$$I_{REF} = \frac{V_{EE} - V_{EB4} - V_{EB2}}{R_2} = \frac{10 - 0'6 - 0'6}{4'4 \cdot 10^3} = 2\text{mA}$$

(b) $I_0 = \dfrac{I_{REF}}{5} = 0'4\text{mA}$ (no utilizamos los valores de V_{EB2} y V_{EB4} del apartado (a))

malla 2: $V_{EB1} + I_0 R_1 - V_{EE} + V_{EE} - V_{EB2} = 0$

donde sólo falta escribir una expresión para V_{EB1} y V_{EB2} en función de datos.

$$V_{EB1} = V_t \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_S} = V_t \cdot \ln \frac{I_0}{I_S}$$

$$V_{EB2} = V_t \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right)$$

Volviendo a la malla:

$$\boxed{R_1} = \frac{V_{EB2} - V_{EB1}}{I_o} = \frac{V_t \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) - V_t \ln\left(\frac{I_o}{I_S}\right)}{I_o} =$$

$$= \frac{V_t \ln\left(\frac{I_{REF}/I_S}{I_o/I_S}\right)}{I_o} = \frac{V_t \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_o}\right)}{I_o} = \frac{0'025 \ln\left(\frac{2}{0'4}\right)}{0'4 \cdot 10^{-3}}$$

$$\boxed{= 100'6\ \Omega}$$

(c) V_{EBi} para $i = (1 \dots 4)$

$$V_{EB1} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_o}{I_S}\right) = 0'025 \cdot \ln\left(\frac{0'4 \cdot 10^{-3}}{7'5 \cdot 10^{-14}}\right) = 0'560\ V$$

$$V_{EB2} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right) = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) = 0'025 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 10^{-3}}{7'5 \cdot 10^{-14}}\right) = 0'600\ V$$

$$V_{EB3} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_S}\right) = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_o}{I_S}\right) = 0'560\ V$$

$$V_{EB4} = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_S}\right) = V_t \cdot \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) = 0'600\ V$$

SEPTIEMBRE 1997

Ejercicio 2

Con el circuito de la figura, que contiene un BJT en saturación, se desea analizar la influencia de las aproximaciones de las tensiones en el cálculo de las corrientes. Para ello se va a realizar un cálculo más preciso de las tensiones y corrientes del BJT mediante un proceso iterativo. Si se aplica al circuito una tensión $v_I = 10V$, se pide:

a) Obtener un valor aproximado de I_E e I_C. Para ello suponga $V_{CE} = 0{,}1V$ y $V_{BE} = 0{,}6V$.

b) Utilizando las ecuaciones de Ebers-Moll y los valores de I_E e I_C obtenidos en el apartado a), calcular unos nuevos valores de V_{CE} y V_{BE}.

c) Con los valores de V_{BE} y V_{CE} calculados en el apartado b) obtener unos nuevos valores de I_E e I_C.

d) ¿Cuánto difieren, en tanto por ciento, los valores de I_E e I_C en los apartados a) y c)?

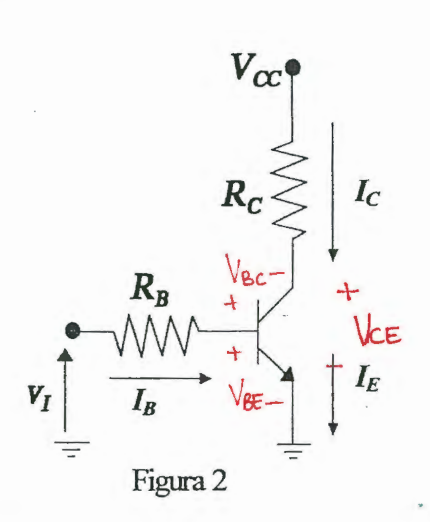


Figura 2

DATOS:

Del circuito:
$R_B = R_C = 1\ k\Omega$
$V_{CC} = 15$ V
$v_I = 10$ V

Del BJT:
$I_{ES} = 10^{-13}$A
$\alpha_F = 0{,}99$
$\alpha_R = 0{,}1$
$I_{CS} = 9{,}9.10^{-13}$A
$V_T = 25$ mV

(a) [EE] $V_I - I_B R_B - V_{BE} = 0$

[ES] $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$

Suponiendo que $\begin{cases} V_{BE} = 0'6V \\ V_{CE} = 0'1V \end{cases}$ ¿I_E, I_C?

* [EE] $I_B = \dfrac{V_I - V_{BE}}{R_B} = 9'40\ mA$

* [ES] $I_C = \dfrac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = 14'90mA$

$I_E = I_C + I_B = 24'30mA$

(b) Suponiendo $\left\{ \begin{array}{l} I_C = 14'90\ mA \\ I_E = 24'30\ mA \end{array} \right\}$ ¿V_{CE}, V_{BE}? usando EBERS-MOLL

Ecuaciones de Ebers-Moll:

- $I_E = \underbrace{I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right)}_{X} - \alpha_R \underbrace{I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)}_{Y}$ → incógnitas
- $I_C = \alpha_F \underbrace{I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right)}_{X} - \underbrace{I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)}_{Y}$

$$\begin{array}{l} [1] \\ [2] \end{array} \left| \begin{array}{l} I_E = X - \alpha_R Y \\ I_C = \alpha_F X - Y \end{array} \right.$$ ⇒ multiplicamos [2] por α_R y restamos

$$I_E - \alpha_R I_C = X - (\alpha_F \alpha_R) X$$

$$X = \frac{I_E - \alpha_R I_C}{1 - \alpha_F \alpha_R} = 25'32\ mA$$

$$Y = \frac{-I_E + X}{\alpha_R} = 10'16\ mA$$

* $X = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) \Rightarrow V_{BE} = V_t\left(\ln\left(\frac{X}{I_{ES}} + 1\right)\right) = 0'656\ V$

* $Y = I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right) \Rightarrow V_{BC} = V_t\left(\ln\left(\frac{Y}{I_{CS}} + 1\right)\right) = 0'576\ V$

* Malla del transistor: $V_{BE} - V_{BC} - V_{CE} = 0$

$V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} = 0'656 - 0'576 = 0'08\ V$

(c) Suponiendo que $\left\{ \begin{array}{l} V_{BE} = 0'656\ V \\ V_{CE} = 0'080\ V \end{array} \right\}$ ¿I_E, I_C?

* [EE] $I_B = \frac{V_I - V_{BE}}{R_B} = 9'344\ mA$

* [ES] $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = 14'92\ mA$

$I_E = I_B + I_C = 24'26\ mA$

(d)

* $I_C = 14'90\,mA$
$I_C' = 14'92\,mA$ } $\Delta I_C = I_C' - I_C = 0'02\,mA$

I_C — 100
ΔI_C — x } $x = \frac{\Delta I_C \cdot 100}{I_C} = 0'134\,\%$

* $I_E = 24'30\,mA$
$I_E' = 24'26\,mA$ } $\Delta I_E = I_E' - I_E = -0'04\,mA$

I_E — 100
ΔI_E — x } $x = \frac{\Delta I_E \cdot 100}{I_E} = -0'16\,\%$

Ejercicio 2

En el circuito de la figura 2 el voltímetro ideal V mide la tensión entre los terminales de colector y base del transistor bipolar pnp. Se le pide:

a) Indicar la región de funcionamiento del transistor. **(0,5 p.)**

b) Obtener mediante el modelo de Ebers-Moll la tensión medida por el voltímetro. Exprese dicha tensión en voltios con tres cifras decimales. **(1 p.)**

c) Calcular el valor de la corriente de colector I_C y su sentido. **(0,5 p.)**

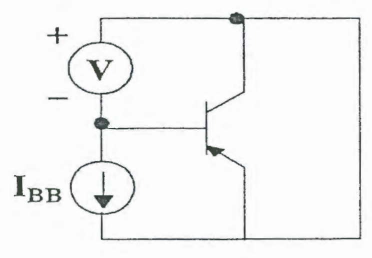
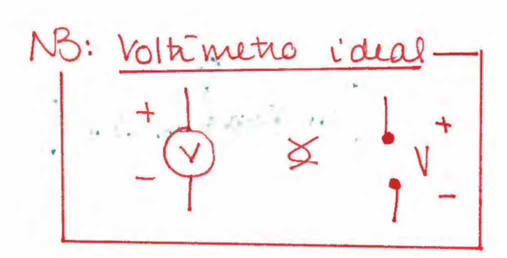
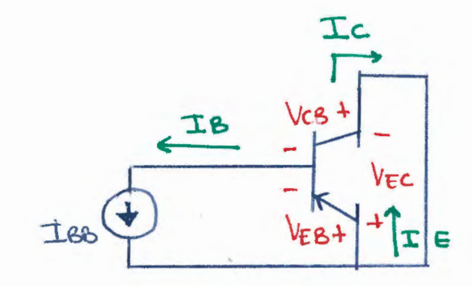


Figura 2

DATOS: $kT = 25$ meV, I_{BB}=0,1 mA
Parámetros del transistor:
α_F=0,98
α_R=0,49
I_{ES}=10^{-12} A



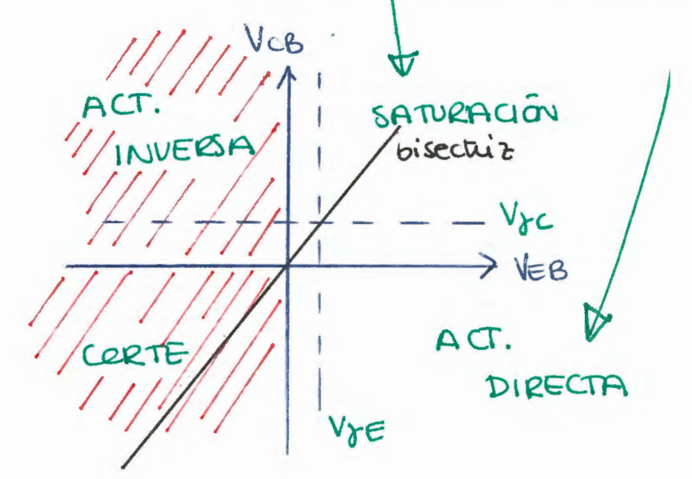


(a) Del circuito:

* $I_B = I_{BB} = 0'1$ mA > 0
* $V_{EC} = 0$ (xq las bornas del transistor están cortocircuitadas)
* $V_{CB} = V_{EB}$

⇒ BJT estará en SAT ó ACT. DIR.

Suponiendo $V_{\gamma E} = V_{\gamma C}$, tenemos que el punto de trabajo caerá seguro en saturación.



(b) La tensión medida por el voltímetro es $V_{CB} = V$

Ecuaciones de Ebers-Moll

Datos:
* $\alpha_F, \alpha_R, I_{ES}$
* $I_B = I_{BB}$
* $V_{CB} = V_{EB}$

* $I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)$

* $I_C = I_{ES}\alpha_F\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)$

$$\left.\begin{array}{l} I_B = I_{BB} \\ I_B = I_E - I_C \end{array}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{BB} = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right) - I_{ES}\alpha_F\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_t}} - 1\right) + I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right) =$$

$$= \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)\left[I_{ES}(1-\alpha_F) + I_{CS}(1-\alpha_R)\right] =$$

$V_{EB} = V_{CB}$; $\alpha_F I_E = \alpha_R I_{CS}$

$$= \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)\left[I_{ES}(1-\alpha_F) + \frac{\alpha_F}{\alpha_R} I_{ES}(1-\alpha_R)\right] =$$

$$= \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right) I_{ES} \cdot \left(1 - \alpha_F + \frac{\alpha_F}{\alpha_R} - \alpha_F\right) =$$

$$= \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right) I_{ES}\left(1 - 2\alpha_F + \frac{\alpha_F}{\alpha_R}\right) = I_{BB}$$

$$V_{CB} = V_t \cdot \ln\left[\frac{I_{BB}}{I_{ES}(1 - 2\alpha_F + \alpha_F} + 1\right] = 0'4595\ V \approx 0'460\ V$$

(c) ¿I_C?

$$I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{EB}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right) = \quad V_{EB} = V_{CB}$$

$$= \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)\left(\alpha_F I_{ES} - I_{CS}\right) = \quad \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$$

$$= \left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)\left(\alpha_F I_{ES} - \frac{\alpha_F}{\alpha_R} I_{ES}\right) =$$

$$= \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{CB}}{V_t}} - 1\right)\left(1 - \frac{1}{\alpha_R}\right) = -9'81\ V$$

La corriente de colector es de 98'1 μA con sentido entrante al BJT.

Ejercicio 2. En el circuito de la figura 2:

a) Calcule la tensión que se mediría entre la base y el colector V_{BC}, con precisión hasta el mV, sin hacer ninguna aproximación acerca del valor de I_{ES} **(1 p.)**.

b) Sabiendo que I_E =14 mA, calcule I_{ES} **(1 p.)**.

c) Suponga ahora, que donde antes se midió la tensión V_{BC} se coloca ahora un generador de tensión continua de 650 mV con el positivo en el terminal de base del transistor. Calcule la corriente de colector, con precisión hasta el mA, e indique su sentido **(0,5 p.)**.

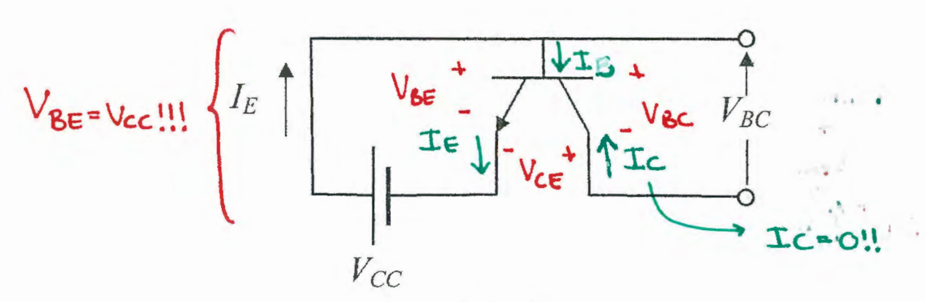


Fig. 2

DATOS: V_{CC}=0,625 V; α_R=0,818; I_{CS}=10^{-12} A; $V_t = kT/q$=0,025 V

Ecuaciones de Ebers-Moll:

- $I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - \alpha_A I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$ [1]
- $I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1\right)$ [2]

Además: $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$

(a) ¿V_{BC}?

- $V_{BE} = V_{CC}$
- $I_C = 0$
- $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_C$

[2] $I_C = \alpha_F I_{ES}\left(e^{V_{BE}/V_t} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{V_{BC}/V_t} - 1\right)$

$$0 = \alpha_R I_{CS}\left(e^{V_{CC}/V_t} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{V_{BC}/V_t} - 1\right)$$

$$I_{CS}\left(e^{V_{BC}/V_t} - 1\right) = \alpha_R I_{CS}\left(e^{V_{CC}/V_t} - 1\right)$$

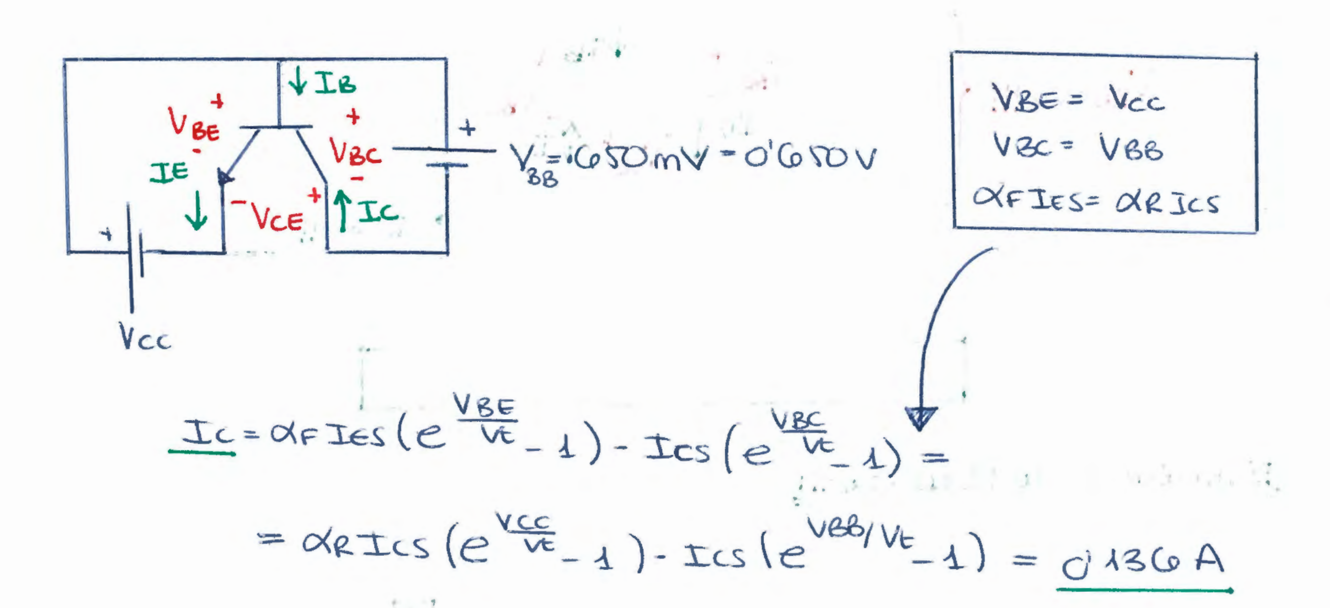
$$V_{BC} = V_t \cdot \ln\left[\alpha_R\left(e^{V_{CC}/V_t} - 1\right) + 1\right] = 0'620 \text{ V}$$

(b)

[1] $I_E = I_{ES}(e^{V_{BE}/V_t} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{V_{BC}/V_t} - 1)$

$$I_{ES} = \frac{I_E + \alpha_R I_{CS}(e^{V_{BC}/V_t} - 1)}{e^{V_{BE}/V_t} - 1} = 8'64 \cdot 10^{-13}\ A$$

(c) Cambian el circuito (por lo tanto NO valen los datos hallados)



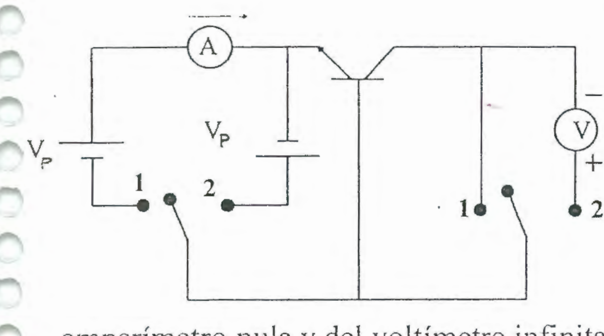
$$I_C = \alpha_F I_{ES}(e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} - 1) - I_{CS}(e^{\frac{V_{BC}}{V_t}} - 1) =$$

$$= \alpha_R I_{CS}(e^{\frac{V_{CC}}{V_t}} - 1) - I_{CS}(e^{V_{BB}/V_t} - 1) = 0'136\ A$$

Así pues la corriente de colector es 0'136A, saliendo del transistor //.

Ejercicio 2

... un laboratorio de homologación de dispositivos se desea conocer algunos parámetros de un transistor bipolar recién fabricado. Para ello, se habilita el circuito de la Figura en el que el conmutador C conecta **simultáneamente** las dos posiciones 1 o las dos posiciones 2. Si se conoce por otros medios el parámetro α_F=0,9 calcular:



a) El parámetro I_{ES} si el conmutador está en la posición 1 y el amperímetro A registra una corriente de 10^{-6} A. **(0,7 p)**

b) El parámetro I_{CS} cuando el conmutador está en la posición 2, si la tensión medida por el voltímetro V, es 0,58 V. **(1 p.)**

c) El parámero α_R. **(0,3 p.)** $= V_t$

Datos: V_P = 0,60 V, kT/e=0,025 V, el voltímetro V y el amperímetro A son ideales, (resistencia interna del amperímetro nula y del voltímetro infinita)

Amperímetro ideal: —(A)— ⇔ $\xrightarrow{I_A}$

Voltímetro ideal: + —(V)— − ⇔ circuito abierto, + V −

(a)

Circuito: V_P, E, B, C; I_A, I_E, V_{CE}, I_C, V_{BE}, V_{BC}, I_B

$$\left.\begin{array}{l} V_{BC} = 0 \text{ V} \\ V_{BE} = -V_P \\ I_A = -I_E \end{array}\right\}$$

$$I_E = I_{ES}(e^{V_{BE}/V_t} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{V_{BC}/V_t} - 1)^{0}$$

$$-I_A = I_{ES}(e^{-V_P/V_t} - 1) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{ES} = \frac{-I_A}{e^{-V_P/V_t} - 1} \Rightarrow I_{ES} = 1\,\mu A$$

(b)

Circuito: V_P, E, B, C; I_E, V_{CE}, I_C, V_{BE}, V_{BC}, I_B, V = 0'58 V

$$\left\{\begin{array}{l} I_C = 0 \text{ A} \\ V_{BE} = V_P \\ V_{BC} = V \end{array}\right.$$

$$I_C = \alpha_F \cdot I_{ES}(e^{V_{BE}/V_t} - 1) - I_{CS}(e^{V_{BC}/V_t} - 1) \Rightarrow$$

$$0 = \alpha_F \cdot I_{ES}(e^{V_P/V_t} - 1) - I_{CS}(e^{V/V_t} - 1) \Rightarrow$$

$$I_{CS} = \frac{\alpha_F I_{ES}(e^{V_P/V_t} - 1)}{e^{V/V_t} - 1} = 0'9 \cdot 10^{-6}\,\frac{(e^{0'6/0'025} - 1)}{(e^{0'58/0'025} - 1)} = 2\,\mu A$$

(c) $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} \Rightarrow \alpha_R = \frac{\alpha_F I_{ES}}{I_{CS}} = 0'45$

FEBRERO 1997

PROBLEMA 3. Los tres transistores MOST de las figuras 3.1-3.3 son transistores de acumulación. Cuando funcionan en régimen de saturación, su corriente de drenador viene dada por la ecuación $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$ donde $|V_T| = 2$ V y $k = 2$ mA·V^{-2}. Advierta que hay transistores de canal n y de canal p

a) Para cada circuito, determinar si el transistor se encuentra funcionando en corte, en la región gradual o en la región de saturación **(1 p.)**

b) Para el (o los) transistores que se encuentren funcionando en la región de saturación, calcular la corriente de drenador I_D y la tensión drenador fuente V_{DS} indicando claramente su signo **(1 p.)**

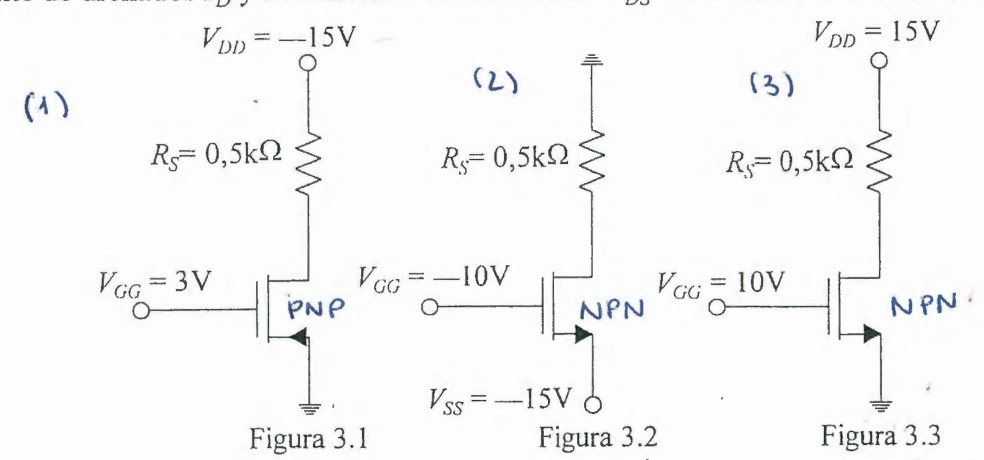


Figura 3.1 Figura 3.2 Figura 3.3

(a) (1)

I_D, R_S=0'5k, D, S, G, V_{DS}, V_{GS}, I_S, V_{GG} = 3V, V_{DD} = -15V

PNP

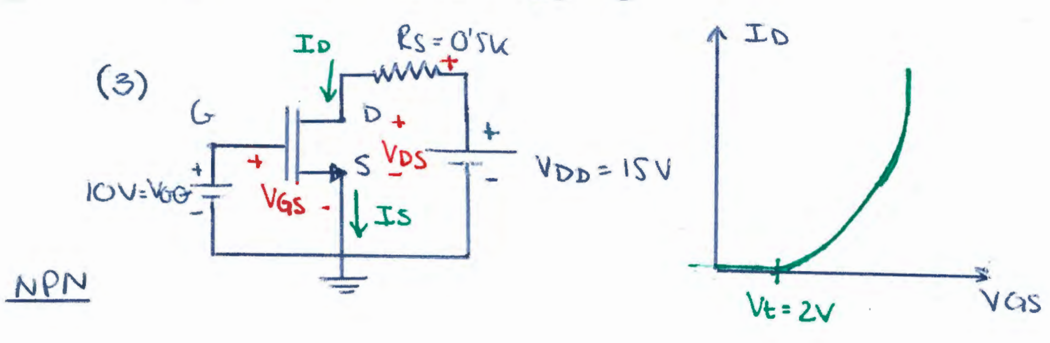
I_D, V_{GS}, V_t = -2V

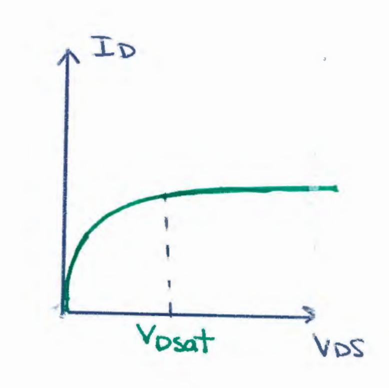
I_D, $V_{D\,sat}$, V_{DS}

EE: V_{GS} = V_{GG} = 3V > V_t ⇒ FET en CORTE

ES: $-V_{DS} + R_S I_D + V_{DD} = 0$

(3)





NPN

EE = $V_{GS} = V_{GG}$ = 10 V > V_t ⇒ FET ≠ CORTE

ES = $V_{DS} + R_S I_D - V_{DD} = 0$

$V_{DS,sat} = V_{DS} - V_t$ = 10 - 2 = 8 V

* Suponemos SATURACIÓN:

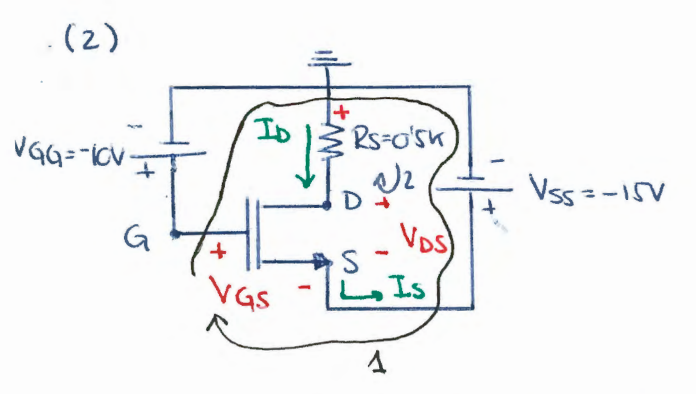
$I_D = k(V_{GS} - V_t)^2$

ES: $V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S = V_{DD} - k(V_{GS} - V_t)^2 R_S = 15 - 2(10-2)^2 0'5 = -49\,V$

$V_{DS} < V_{D,sat} \Rightarrow FET \not\equiv SAT$

* Como $FET \not\equiv$ CORTE, SAT $\Rightarrow$ FET ≡ GRADIAL

(2)



EE: malla 1: $-V_{GS} + V_{GG} - V_{SS} = 0$

ES: $V_{DS} + R_S I_D + V_{SS} = 0$
(malla 2)

$V_{GS} = V_{GG} - V_{SS} = -10 + 15 = 5V > V_t \Rightarrow$

$\Rightarrow FET \not\equiv$ CORTE

$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = 2m(5-2)^2 = 18mA$

$V_{DS} = -V_{SS} - R_S I_D = +15 - 0'5k \cdot 18m = 6V$

$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = 5 - 2 = 3V$

$V_{DS} > V_{DS,sat} \Rightarrow$ FET ≡ SATURACIÓN

(c) $I_D = 18\,mA$ (entra en el transistor)

$V_{DS} = 6\,V$

Ejercicio 3. El componente de dos terminales de la figura 3.1 está formado por 2 MOST de canal n de acumulación. La característica de este componente es igual a la que tiene el componente de la figura 3.2 si sus parámetros son ajustados adecuadamente.

a) Calcular la expresión de k_3 y V_{T3} en función de k_1, k_2, V_{T1} y V_{T2} para que las características *V-I* de los componentes de las figuras 3.1 y 3.2 sean idénticas **(2 p.)**

b) ¿Cuánto vale *I* si $V = V_{T1} + V_{T2}$? **(0,5 p.)**.

DATOS: En saturación $i_D = k_i (V_{GS} - V_{Ti})^2$, $V_{Ti} > 0$, i = 1, 2, 3

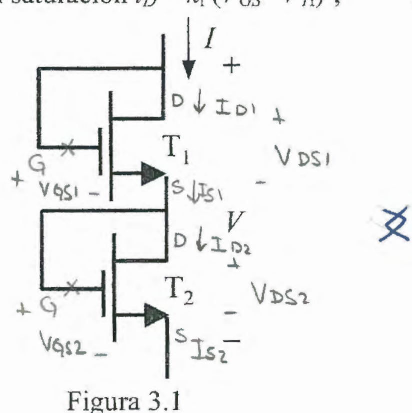


Figura 3.1

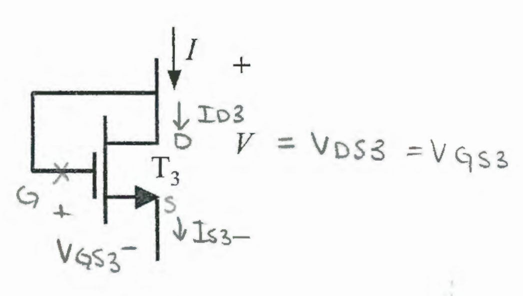


Figura 3.2

(a) $I = I_{D1} = I_{S1} = I_{D2} = I_{S2} = I_{D3} = I_{S3}$

$V = V_{DS3} = V_{DS1} + V_{DS2}$

$V_{DS3} = V_{GS3}$, $V_{DS2} = V_{GS2}$, $V_{DS1} = V_{GS1}$

Buscamos una expresión como $I_{D3} = k_3 (V_{GS3} - V_{T3})^2$ para identificar k_3 y V_{T3} en función de datos de T_1 y T_2, pero antes hay que demostrar que los FET están en SATURACIÓN para poder usar esa expresión.

Tenemos $\begin{cases} V_{DSi} = V_{GSi} \\ V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T \end{cases}$ tenemos que comprobar que $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$

$\Rightarrow V_{GS} \geq V_{GS} - V_T \Rightarrow 0 \geq -V_T \Rightarrow V_T \geq 0$ como los FETs son de canal n $\Rightarrow V_T \geq 0$ ok!

Por lo tanto seguro que los FETs ≡ SAT ó CORTE y podremos usar la expresión $I_{D3} = k_3 (V_{GS3} - V_{T3})^2$

Para T_1: $I_{D1} = k_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 = k_1 (V_{DS1} - V_{T1})^2 = I$ (1)

Para T_2: $I_{D2} = k_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2 = k_2 (V_{DS2} - V_{T2})^2 = I$ (2)

Despejamos de (1) y (2) expresiones en las que V_{DS1} y V_{DS2} no estén al cuadrado, para luego sumarlas

$$\left.\begin{array}{l}\sqrt{I/K_1} = V_{DS1} - V_{T1} \\ \sqrt{I/K_2} = V_{DS2} - V_{T2}\end{array}\right\} \sqrt{I/K_1} + \sqrt{I/K_2} = V_{DS1} - V_{T1} + V_{DS2} - V_{T2} \Rightarrow$$

$$V = V_{DS3} = V_{GS3}$$

$$\Rightarrow \sqrt{I}\left(\sqrt{1/K_1} + \sqrt{1/K_2}\right) = V_{GS3} - (V_{T1} + V_{T2}) \Rightarrow$$

$$I = \left[\frac{V_{GS3} - (V_{T1} + V_{T2})}{\left(\sqrt{1/K_1} + \sqrt{1/K_2}\right)}\right]^2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I = \frac{1}{\left(\sqrt{1/K_1} + \sqrt{1/K_2}\right)^2}\left(V_{GS3} - (V_{T1} + V_{T2})\right)^2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_3 = 1/\left(\sqrt{1/K_1} + \sqrt{1/K_2}\right) \\ V_{T3} = V_{T1} + V_{T2} \end{cases}$$

(b) ¿I?

tenemos $\begin{cases} I_{D3} = K_3 (V_{GS3} - V_{T3})^2 = I \\ V_{GS3} = V_{DS3} = V \end{cases}$ $\quad V = V_{T1} + V_{T2}$

$$I = K_3 (V - V_{T3})^2 = K_3 (V_{T1} + V_{T2} - V_{T1} - V_{T2})^2 = 0 \text{ A}$$

Ejercicio 3. Para una determinada aplicación en que se desea duplicar la capacidad de conducción de corriente del transistor MOS de canal n, se ha decidido conectar otro transistor similar en paralelo, como muestra la Figura 3. En el caso ideal en que ambos transistores fueran idénticos, el dispositivo conjunto que forman se comportaría como un único transistor equivalente de parámetro κ igual al doble del de los transistores individuales, y de la misma tensión umbral.

No obstante, se ha detectado que las tensiones umbrales de ambos transistores son diferentes, lo que le aparta del funcionamiento ideal indicado, como pretende ilustrar este ejercicio. A pesar de ello, el dispositivo conjunto se comporta como un MOSFET de canal n en cuanto a que tiene V_T y $V_{DS,SAT}$

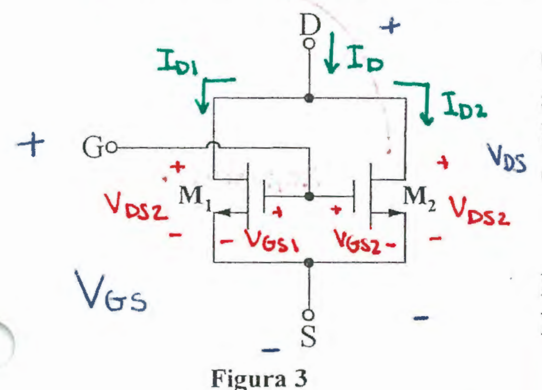


Figura 3

Obtener razonadamente para el dispositivo conjunto:

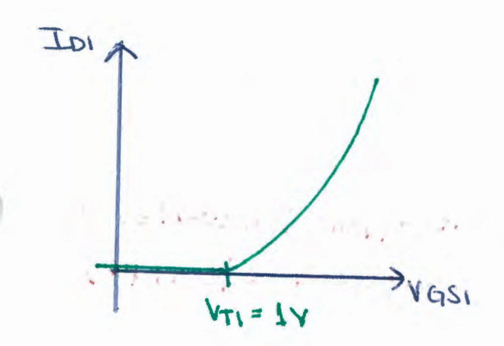
a) Su tensión umbral V_T **(0,8 p.)**
b) La tensión $V_{DS,SAT}$ para $V_{GS} = 3$ V **(0,8 p.)**
c) La expresión de la característica $I_D = f(V_{GS})$ para saturación (activa), es decir, M_1 y M_2 en saturación **(0,9 p.)**

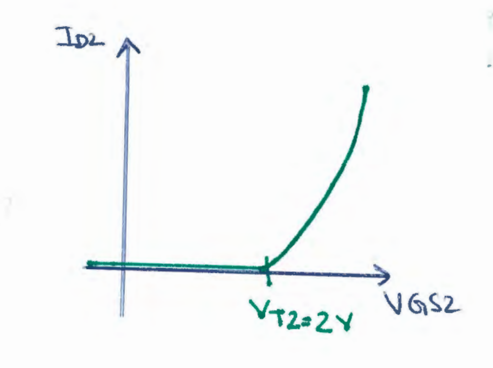
DATOS: $\kappa_1 = \kappa_2 = 1$ mA/V^2, $V_{T1} = 1$ V, $V_{T2} = 2$ V,
En saturación $I_D = \kappa\,(V_{GS}-V_T)^2$

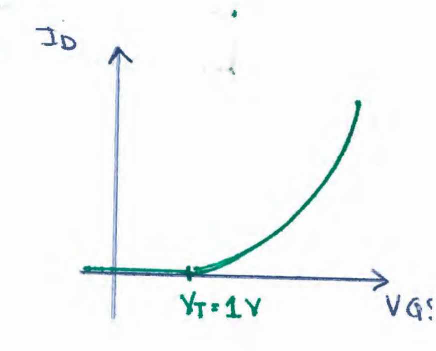
Datos del circuito
* $V_{GS} = V_{GS1} = V_{GS2}$
* $V_{DS} = V_{DS1} = V_{DS2}$
* $I_D = I_{D1} + I_{D2}$

funciona como un MOSFET

(a) V_T es la tensión para la cual el conjunto entrará en corte si no cumple que su $V_{GS} \geq V_T$.







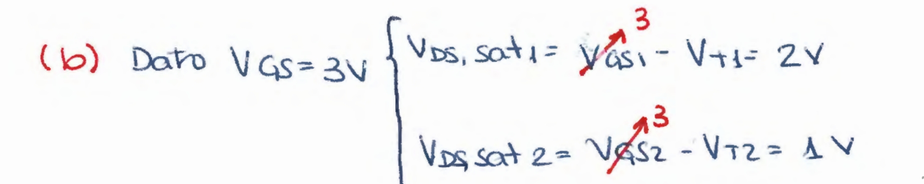
además basta con que uno siga conduciendo para que el conjunto conduzca. (Es necesario que los dos se corten para que el conjunto entre en corte)

De las dos condiciones:

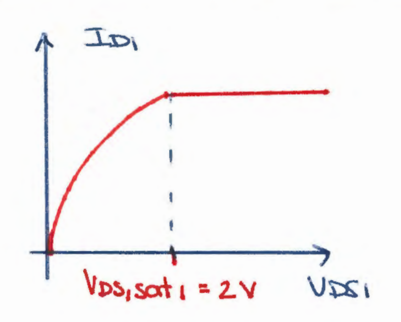
* $V_{GS1} = V_{GS} \geq V_{T1} = 1V$
* $V_{GS2} = V_{GS} \geq V_{T2} = 2V$

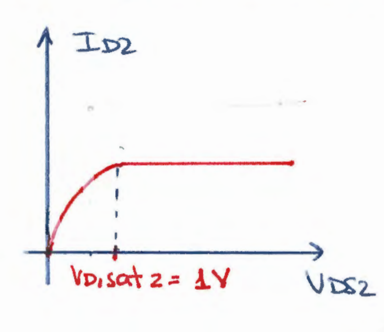
nos quedamos con la primera (por ejemplo, para $V_{GS} = 1{,}5V$ tendremos a M2 cortado, pero M1 conduciendo, luego el conjunto aún conduce)

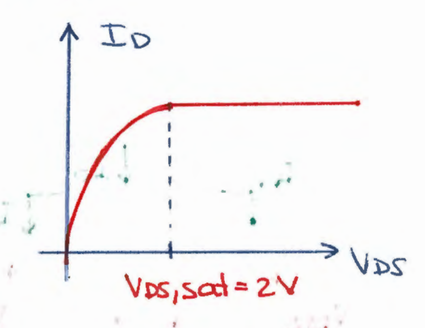
Así: $V_T = 1V$


(b) Dato $V_{GS}=3V$ $\begin{cases} V_{DS,sat1} = \cancelto{3}{V_{GS1}} - V_{T1} = 2V \\ V_{DS,sat2} = \cancelto{3}{V_{GS2}} - V_{T2} = 1V \end{cases}$

$V_{DS,sat}$ es la tensión para la cual el conjunto entrará en gradual, si no se cumple que la $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$.







además es necesario que los dos FETS estén en saturación para que el conjunto siga en saturación. (Con que uno entre en gradual, el conjunto abandonará la región de saturación)

De las dos condiciones:

* $V_{DS1} = V_{DS1} = V_{DS,sat1} = 2V$
* $V_{DS2} = V_{DS2} = V_{DS,sat2} = 1V$

nos quedamos con la primera, (por ejemplo, para $V_{DS}=1'5$ V, tendremos que M1 va entrado en gradual, luego el conjunto ya no esté en saturación, aunque M2 lo esté)

Así, $\boxed{V_{DS,sat} = 2V}$

(c) M_1 y $M_2 \equiv SAT$

tenemos: * $I_D \; I_{D1} + I_{D2}$

* $I_{D1} = (V_{GS1} - V_{T1})^2$
* $I_{D2} = k(V_{GS} - V_{T2})^2$

$k_1 \equiv k$ = (por llamarlo de alguna forma!)

$\rightarrow I_D = k(\underset{V_{GS}}{\underline{V_{GS1}}} - V_{T1})^2 + k(\underset{V_{GS}}{\underline{V_{GS2}}} - V_{T2})^2$

$= k$

$= k[(V_{GS} - V_T)^2 + (V_{GS} - V_T)^2] =$

$= k[(V_{GS} - 2)^2 + (V_{GS} - 2)^2] =$

$= k(V_{GS}^2 + 1 - 2V_{GS} + V_{GS}^2 + 4 - 4V_{GS}) =$

$= 2V_{GS}^2 - 6V_{GS} + 5$

Ejercicio 3.

Para el circuito de la figura 3.1:

a) Calcule la corriente i_O en función de las señales de entrada v_I y v_2. Suponga que todos los FET están en saturación. **(0,9 p.)**.

Para el circuito de la figura 3.2:

b) Calcule la relación v_O/v_I suponiendo que los FET están en saturación **(0,7 p.)**.

c) Sabiendo que los FET no entran en región gradual, ¿en qué rango de valores de v_O los FET operan en saturación? **(0,9 p.)**.

DATOS: $R = 1\ \text{k}\Omega$

Ambos FET son NORMAL-ON (de deplexión), con $\kappa = 1\ \text{mA/V}^2$; $|V_T| = 1\ \text{V}$

NOTA: No se necesita el valor de V_{DD} para resolver el ejercicio.

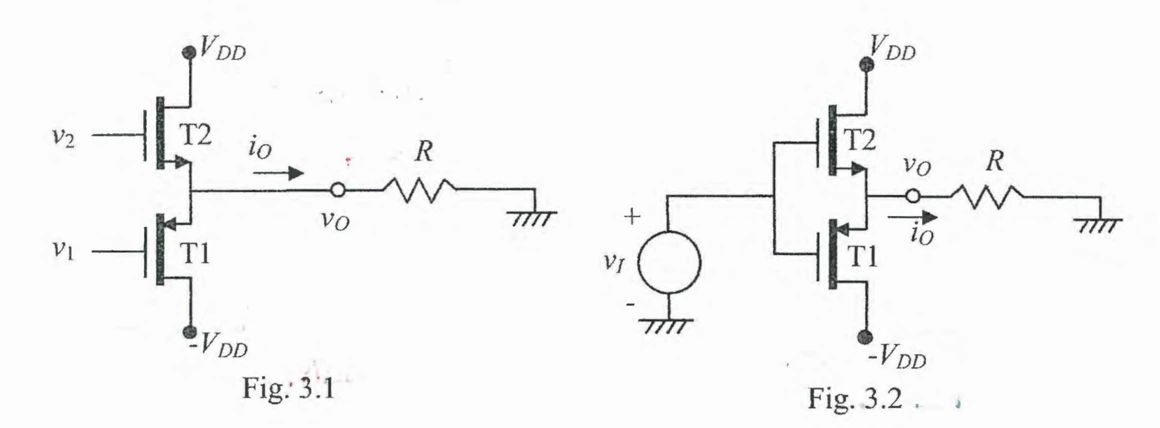
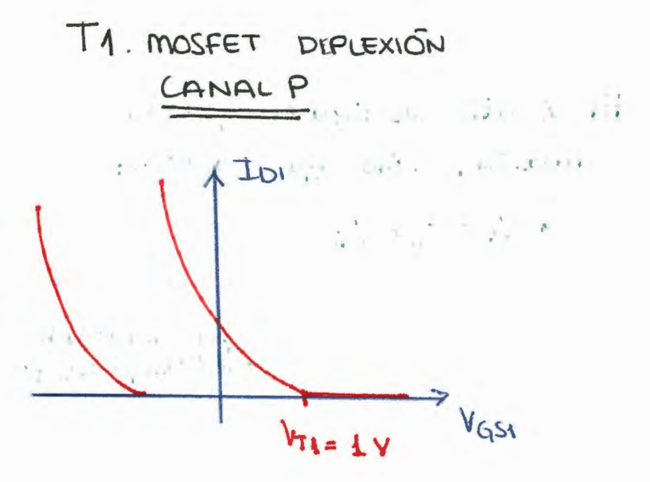
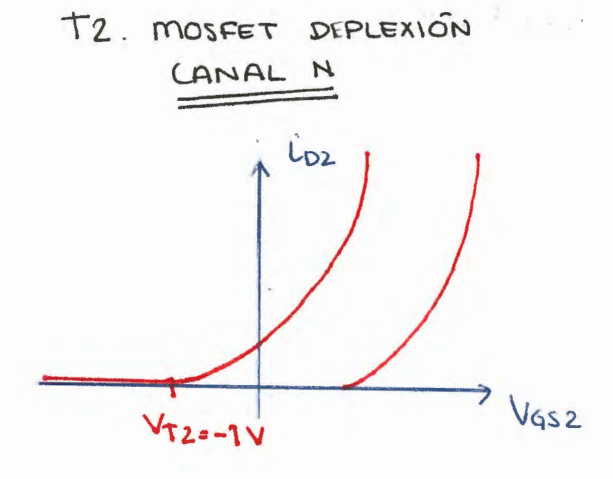


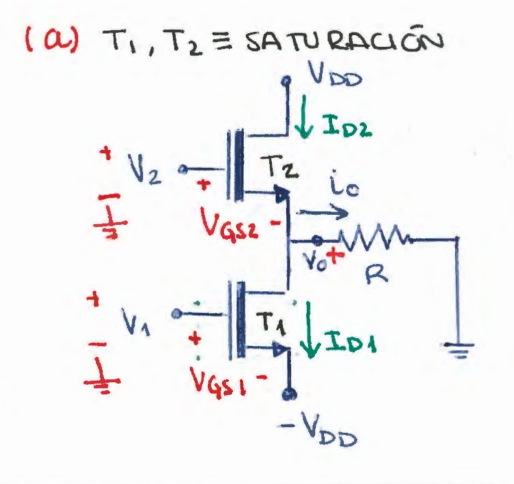
Fig. 3.1

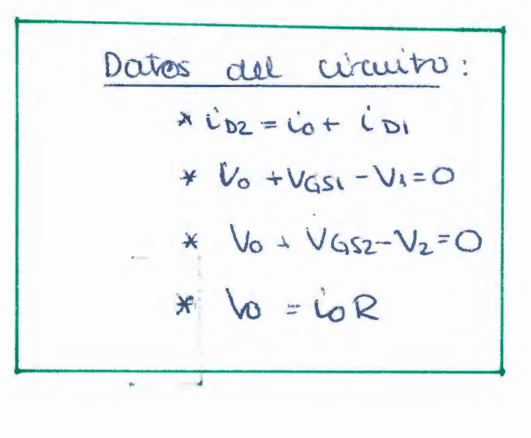
Fig. 3.2





(a) $T_1, T_2 \equiv$ SATURACIÓN





Datos del circuito:

* $i_{D2} = i_o + i_{D1}$
* $V_o + V_{GS1} - V_1 = 0$
* $V_o + V_{GS2} - V_2 = 0$
* $V_o = i_o R$

$$i_o = i_{D2} - i_{D1} = k(V_{GS2} - V_{T2})^2 - k(V_{GS1} - V_{T1})^2 =$$

$$= k\left[\underbrace{(V_2 - V_o - V_{T2})^2}_{a^2} - \underbrace{(V_1 - V_o - V_{T1})^2}_{b^2}\right] =$$

$$= k\left[(\underbrace{V_2 - V_o - V_{T2}}_{a} + \underbrace{V_1 - V_o - V_{T1}}_{b}) \cdot (\underbrace{V_2 - V_o - V_{T2}}_{a} - \underbrace{V_1 + V_o + V_{T1}}_{b})\right] =$$

($V_{T2} = -1$, $V_{T1} = 1$)

$$= k\left[(V_2 + V_1 - 2V_o)(V_2 - V_1 + 2)\right] =$$

$$= k\left[V_2^2 - V_2V_1 + 2V_2 + V_1V_2 - V_1^2 + 2V_1 - 2V_o(V_2 - V_1 + 2)\right] =$$

$$= k\left[V_2^2 - V_1^2 + 2V_2 + 2V_1\right] - 2V_o k(V_2 - V_1 + 2) =$$

$k = 10^{-3}$ $R = 10^3$

$$= k(V_2^2 - V_1^2 + 2V_2 + 2V_1) - 2kR\,i_o(V_2 - V_1 + 2) = i_o$$

$$i_o\left[1 + 2(V_2 - V_1 + 2)\right] = k(V_2^2 - V_1^2 + 2V_2 + 2V_1)$$

$$\boxed{i_o =} \frac{k(V_2^2 - V_1^2 + 2V_2 + 2V_1)}{1 + 2(V_2 - V_1 + 2)} \text{ (mA)} = \frac{V_2^2 - V_1^2 + 2V_2 + 2V_1}{1 + 2(V_2 - V_1 + 2)} \text{ (mA)}$$

(b) $T_1, T_2 \equiv$ SAT

V_{DD}, T2, i_o, V_o, R, T1, V_I, $-V_{DD}$

El circuito es igual que el anterior, sólo que ahora:

* $V_1 = V_2 = V_I$
* $V_o = i_o R$
* $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$ (por llamarlo de alguna forma)
* $V_o + V_{GS} - V_I = 0 \Rightarrow V_{GS} = V_I - V_o$

Del apartado (a) tenemos:

$$i_o = \frac{V_2^2 - V_1^2 + 2V_1 + 2V_1}{1 + 2(V_2 - V_1 + 2)} \cdot 10^{-3} = \frac{V_I^2 - V_I^2 + 2V_I + 2V_I}{1 + 2(V_I - V_I + 2)} \cdot 10^{-3} = \frac{4}{5} V_I \cdot 10^{-3}$$

$R = 10^3$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{4}{5} V_I \cdot 10^{-3} \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_I} = \frac{4}{5} \cdot 10^{-3} \cdot R = \frac{4}{5} = 0'8}$$

$$V_I = V_o / 0'8 = 1'25\, V_o$$

(c) T1, T2 ≡ SATURACIÓN

Nos dicen que los FETS no entran en gradual, luego sólo tenemos que forzar las condiciones de corte (entrada)

* T1, tiene que cumplir $\boxed{V_{GS1} \leq V_{T1}}$

$V_I - V_O \leq V_{T1} = 1\,V \Rightarrow 1'25\,V_O - V_O \leq 1 \Rightarrow 0'25\,V_O \leq 1 \Rightarrow \underline{V_O \leq 4V}$

* T2 tiene que cumplir $\boxed{V_{GS2} \geq V_{T2}}$

$V_I - V_O \geq -1V \ldots \Rightarrow 0'25\,V_O \geq -1\,V \Rightarrow \underline{V_O \geq -4\,V}$

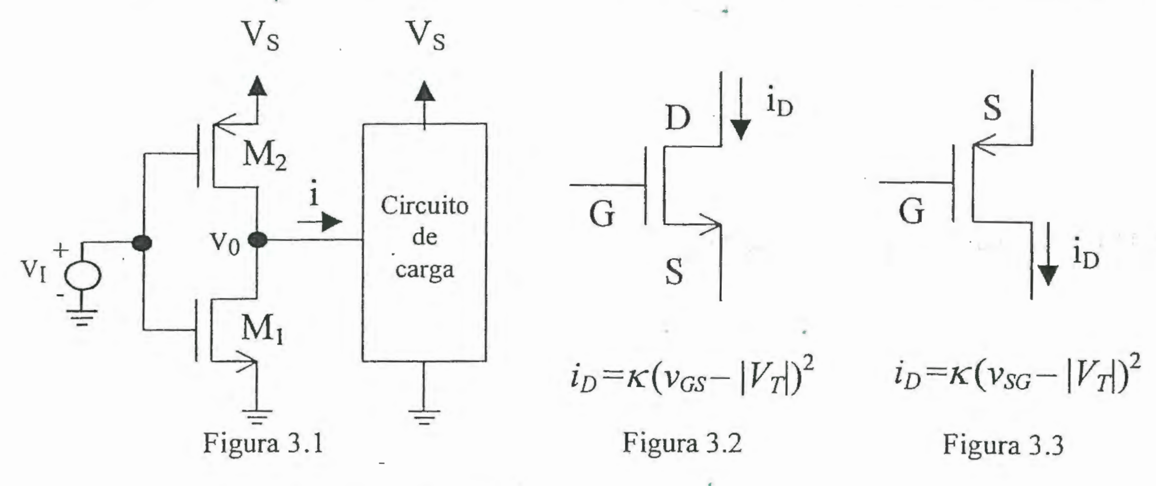
Finalmente: $-4 \leq V_O \leq 4 \Rightarrow \boxed{|V_O| \leq 4}$ (V)

Ejercicio 3. En el circuito inversor CMOS de la figura 3.1 los dos MOSFET (M_1 y M_2) tienen el mismo valor absoluto de la tensión umbral $|V_{T1}| = |V_{T2}|$ y la misma constante $\kappa_p=\kappa_n$. Los dos son normalmente off (acumulación). Cuando están trabajando en saturación cumplen las respectivas ecuaciones que se indican en las figuras 3.2 y 3.3. Calcular:

a) La región del plano (v_I, v_O) en la que los dos MOSFET trabajan en saturación. **(1 p.)**

b) La expresión de v_I en función de v_O cuando los dos MOSFET están trabajando en saturación y la corriente i=0. **(1 p.)**

c) Dibuje en el plano (v_I, v_O) la región calculada en a) y la característica de transferencia calculada en b) **(0,5 p.)**

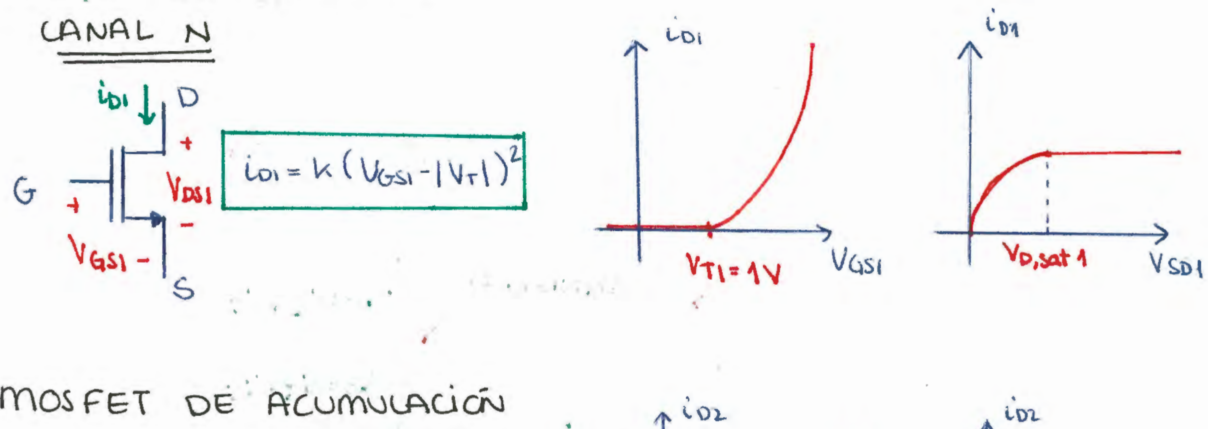


$i_D=\kappa(v_{GS}-|V_T|)^2$ $\quad$ $i_D=\kappa(v_{SG}-|V_T|)^2$

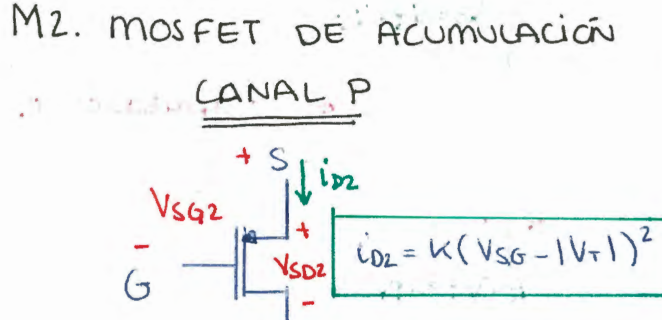
Figura 3.1 $\quad$ Figura 3.2 $\quad$ Figura 3.3

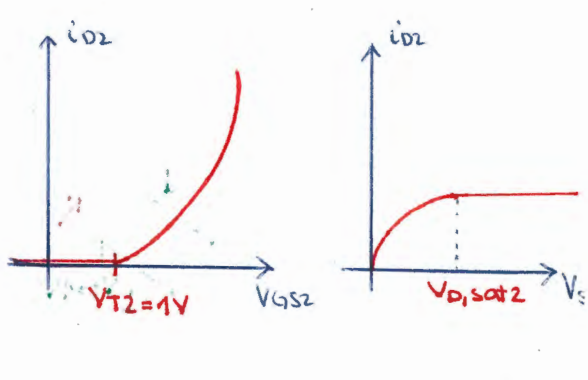
DATOS: $\kappa = 1$ mA/V^2, $|V_T|$=1V, V_S=10V,

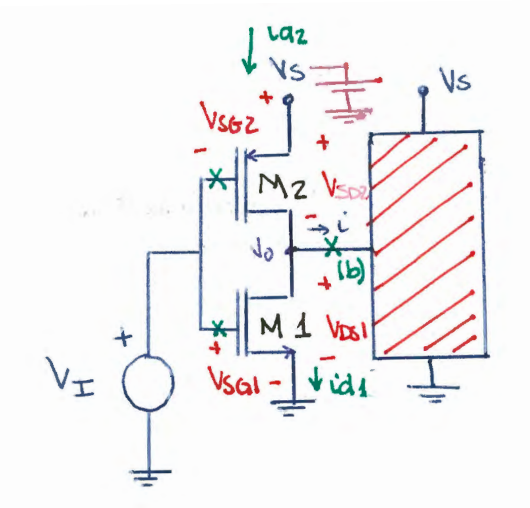
M1. MOSFET DE ACUMULACIÓN CANAL N



M2. MOSFET DE ACUMULACIÓN CANAL P







Datos del circuito:

* $V_{GS1} = V_I$
* $V_{DS1} = V_o$
* $V_{SG2} = V_S - V_I$
* $V_{SD2} = V_S - V_o$

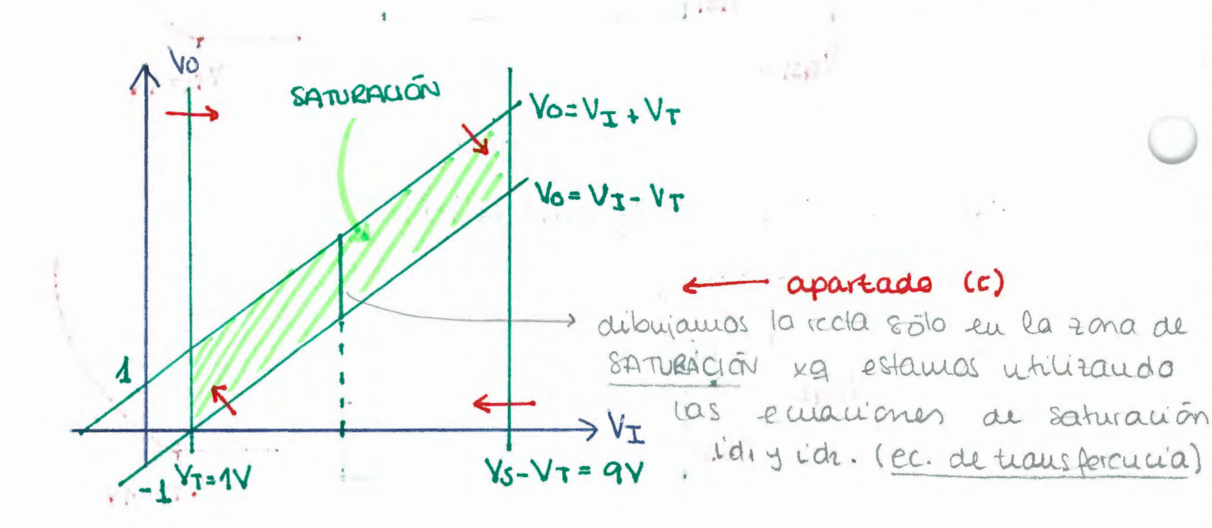
(a) Región del plano V_o, V_I para el que $M_1, M_2 \equiv SAT$

* M1 tiene que cumplir:
  * $V_{GS1} \geq V_{T1} \Rightarrow \underline{V_I \geq V_T}$
  * $V_{DS1} \geq V_{DS,sat\,1}$

    $V_o \geq V_{GS1} - V_{T1} \Rightarrow \underline{V_o \geq V_I - V_T}$

* M2 tiene que cumplir:
  * $V_{SG2} \geq V_{T2} \Rightarrow V_S - V_I \geq V_T \Rightarrow \underline{V_I \leq V_S - V_T}$
  * $V_{SD2} \geq V_{SD,sat2}$

    $V_S - V_o \geq V_{SG2} - V_{T2} \Rightarrow \cancel{V_S} - V_o \geq \cancel{V_S} - V_I - V_T \Rightarrow \underline{V_o \leq V_I + V_T}$



(b) $M_1, M_2 \equiv$ SATURACIÓN Dato $i = 0$

Como $i=0$, tenemos que $i_{d2} = i_{d1}$. Además $\begin{cases} i_{d1} = k(V_{GS1} - V_T)^2 \\ i_{d2} = k(V_{SG2} - V_T)^2 \end{cases}$

$\cancel{k}(V_{GS1} - \cancel{V_T})^{\cancel{2}} = \cancel{k}(V_{SG2} - \cancel{V_T})^{\cancel{2}}$

$V_{GS1} = V_{SG2} \Rightarrow V_I = V_S - V_I \Rightarrow \underline{V_I} = V_S/2 = \underline{5\,V}$ (no depende de V_o!!!)

SEPTIEMBRE 1998

EJERCICIO 3

¡¡¡En un FET no hay corriente de puerta!!!

Con el circuito de la figura 3.1 se pretende alimentar con una corriente determinada la resistencia de carga R_L. Sabiendo que los dos transistores MOSFET de acumulación trabajan en saturación se pide que:

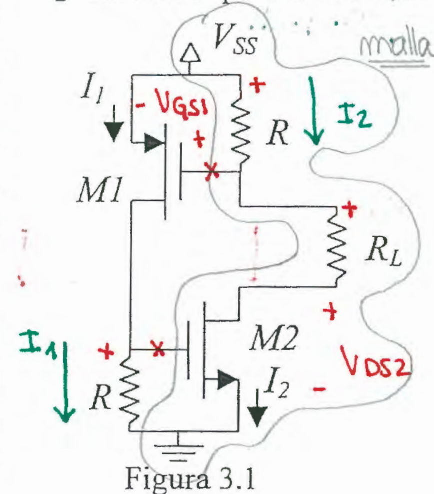


Figura 3.1

a) Demuestre razonadamente que $I_1=I_2$. **(0,6 p.)**

b) Calcule el valor de $I= I_1=I_2$. **(0,7 p.)**

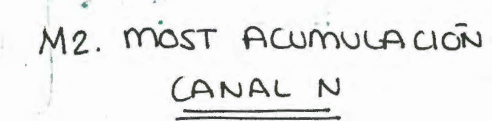
c) Calcule el máximo valor de R_L para que el transistor M2 se mantenga en saturación. **(0,7 p.)**

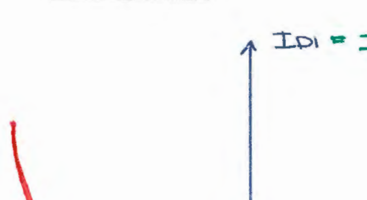
NOTA: La corriente de un MOSFET en saturación viene dada por: $I_D=k(V_{GS}-V_T)^2$

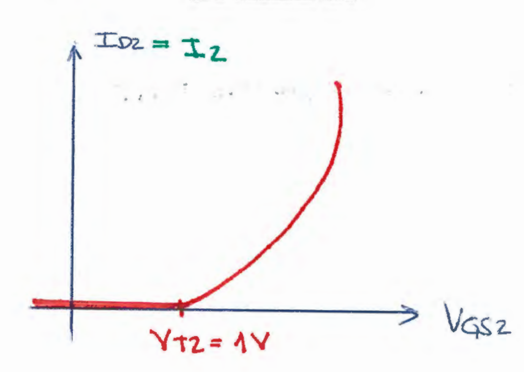
DATOS: V_{SS}=10 V, R=1 kΩ.

Para los dos transistores k=1 mA/V^2 y se cumple que $|V_{T1}|=|V_{T2}|$=1 V.

M1. MOST ACUMULACIÓN CANAL P







V_{GS1}

$V_{T1} = -1V$

(a) Comprobar que $I_1 = I_2$

$* \; I_1 = k(V_{GS1} - V_{T1})^2 = k(-I_2R + 1)^2 = k(I_2R - 1)^2$ (con $V_{GS1} = -I_2 \cdot R$, $V_{T1} = -1$)

$* \; I_2 = k(V_{GS2} - V_{T2})^2 = k(I_1R - 1)^2$ (con $V_{GS2} = I_1 \cdot R$, $V_{T2} = 1$)

Tenemos que demostrar que para que sean posibles las dos expresiones, la única opción es que se cumpla que $I_1 = I_2$. Lo vamos a demostrar por reducción al absurdo:

Tenemos: → $I_1 = k(I_2 \cdot R - 1)^2$

$I_2 = k(I_1 \cdot R - 1)^2$

* $I_1 > I_2 \Rightarrow I_2 > I_1$ ¡CONTRADICCIÓN!

* $I_1 < I_2 \Rightarrow I_2 < I_1$ ¡CONTRADICCIÓN!

Por lo tanto, la única opción, es que $\boxed{I_1 = I_2}$ c.q.d.

(b) Del apartado anterior, tenemos que $I = k(I \cdot R - 1)^2$

$$I = k(I^2R^2 + 1 - 2IR) = I^2R + k - 2I \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I^2R - 3I + k = 0 = 10^3 I^2 - 3I + 10^{-3} = 0 \quad \begin{cases} I = 2'62\,mA \\ I = 0'38\,mA \end{cases}$$

El valor de $I = 0'38\,mA$ no cumple la condición de saturación por ejemplo para M2: $\boxed{V_{GS2} \geq V_{T2} = 1\,V}$

* $\boxed{I \cdot R \geq 1} \longrightarrow \begin{cases} 0'38\,mA \cdot 1\,k\Omega = 0'38\,V \ngeq 1 \\ 2'62\,mA \cdot 1\,k\Omega = 2'62\,V \geq 1 \checkmark \end{cases}$

(c) ¿R_L? para que $M2 \equiv SAT$

Hemos visto en (b) que para $I = 2'62\,mA$, M2 ya cumple la condición de entrada. Así, sólo hay que forzar que se cumpla: $\boxed{V_{DS2} \geq V_{DS,sat}}$

* $V_{DS,sat\,2} = V_{GS2} - V_{T2} = I \cdot R - 1 = 1'62\,V$

* $V_{DS2} + (R + R_L) I - V_{SS} = 0$

$$V_{DS2} = V_{SS} - (R + R_L) I \geq V_{DS,sat\,2}$$

$$R_L \leq \frac{V_{SS} - V_{DS,sat\,2}}{I} - R = \frac{10 - 1'62}{2'62 \cdot 10^{-3}} - 10^3 = 2'2\,k\Omega$$

JUNIO 2002

Ejercicio 2.

a) Calcule la corriente I_A suponiendo que T_1 está en saturación, T_2 en activa y que $V_A = 2$ V **(1 p.)**

b) Si $V_A \le V_T$, ¿cuál es el estado de T_2? **(0,5 p.)**

c) ¿Existe algún valor de V_A que hace que T_2 entre en saturación, y en ese caso cuál es? (Suponga T_1 en la región lineal, en la que se comporta como una resistencia controlada por la tensión puerta-fuente) **(1 p.)**

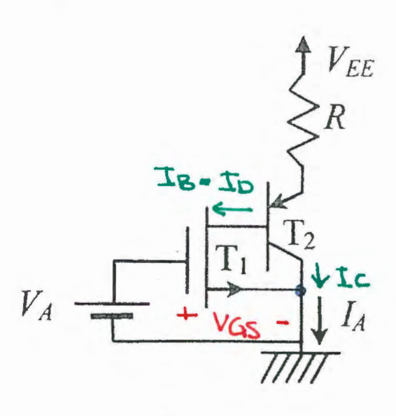


Figura 2

DATOS:

$T_1: \quad k = 1\dfrac{\text{mA}}{\text{V}^2} \quad V_T = 1\text{V}$; en saturación $I_D = k(V_{GS}-V_T)^2$

$T_2: \quad \beta = 100 \quad V_{EB}(ON) = V_{\gamma E} = 0{,}7\text{ V} \quad V_{ECsat} = 0{,}2\text{ V}$

$V_{EE} = 10\text{ V} \quad R = 10\Omega$

¡Cuidado! Tenemos { T1 : MOSFET ACUMULACIÓN N ; T2 : BJT PNP }

Datos del circuito { $V_{GS} = V_A$; $I_D = I_B$ }

(a) Datos: T1 ≡ SATURACIÓN, T2 ≡ ACTIVA, $V_A = 2$ V

$$I_A = I_C + I_D = \beta I_B + I_D = \beta I_D + I_D = (\beta+1) I_D \overset{T1 \equiv SAT}{=}$$

$$= (\beta+1) k (V_{GS} - V_T)^2 = (\beta+1) k (V_A - V_T)^2 =$$

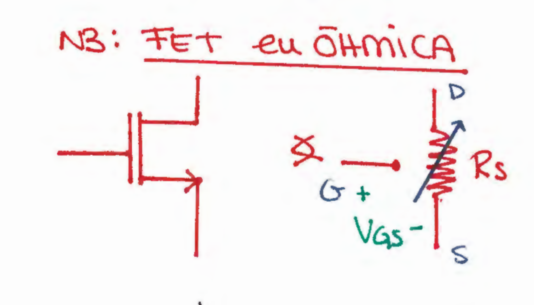
$$= (100+1)\, 1\, (2-1)^2 = 101 \text{ mA}$$

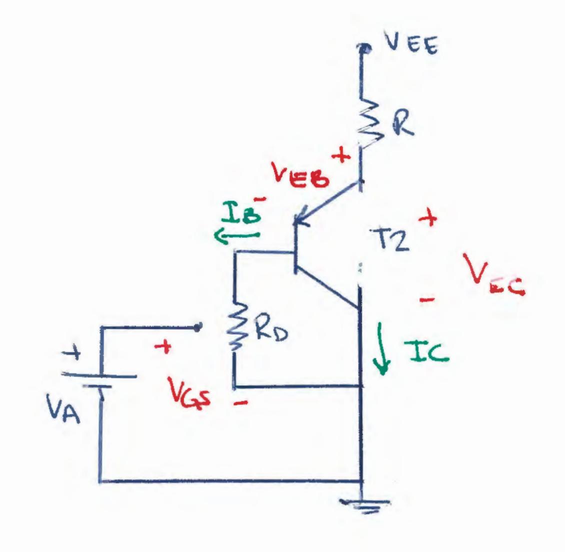
(b) $V_A \le V_T$

Si $V_A \le V_T \Rightarrow V_{GS} \le V_T \Rightarrow$ T1 ≡ CORTE $\Rightarrow I_D = 0 \Rightarrow I_B = 0 \Rightarrow$ T2 ≡ CORTE

(c) T1 ≡ ÓHMICA
T2 ≡ SATURACIÓN

NB: FET en ÓHMICA





* Suponemos T2 ≡ SATURACIÓN $\left\{ \begin{array}{ll} \underline{\text{hipótesis}} & \underline{\text{condiciones}} \\ V_{EB} = V_{\gamma E} & I_B > 0 \\ V_{EC} = V_{EC,sat} & I_C < I_B \end{array} \right.$

A partir de la malla del BJT, vamos a hallar la tensión en bornas de la resistencia R_D, para así poder calcular I_B.

$$V_{EC} - V_{EB} - V_{RD} = 0 \rightarrow V_{RD} = -0'5$$

Tendremos: $I_B = \frac{V_{RD}}{R_D}$

SEPTIEMBRE 2003

Ejercicio 4. En el circuito de la figura 4 los transistores Q1 y Q2 son MOST de acumulación en tanto que el Q3 es de deplexión. Se supone que todos operan en la región de saturación.

De estos transistores se conoce además que:

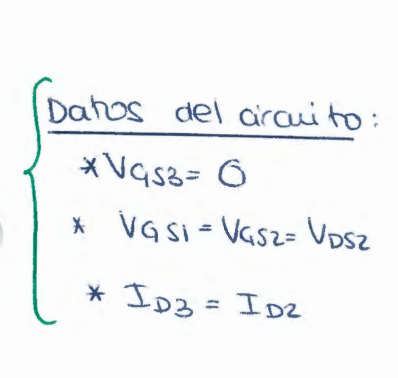
- Q1 y Q2 son iguales y su ecuación de transferencia es $I_D = 100\,(V_{GS}-4)^2$, donde I_D se expresa en mA y V_{GS} en voltios.
- Q3 responde a la ecuación de transferencia $I_D = 100\,(V_{GS}+2)^2$, donde I_D se expresa en mA. y V_{GS} en voltios.

Se pide:

a) El valor de V_{DS2} **(1 p.)**.

b) El valor de I_{D1} **(1 p.)**.

c) Compruebe si el transistor Q3 esta realmente en saturación. **(0,5 p.)**



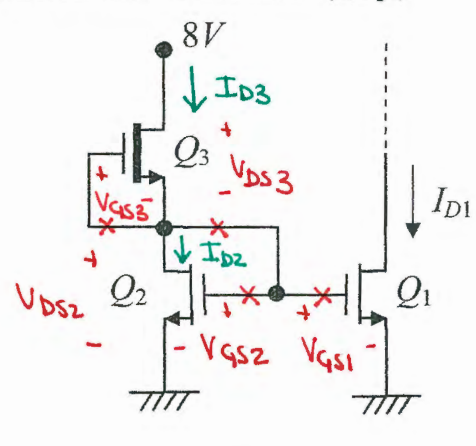


Figura 4

Q_1 y Q_2 : MOST. ACUMU. CANAL N

$I_D = 100\,(V_{GS}-4)^2$ mA

$k = 100 \cdot 10^{-3}$ $V_{T1} = V_{T2} = 4$

Q_3 : MOST DEPLEX. CANAL N

$I_D = 100\,(V_{GS}+2)^2$ mA

$k = 100$ $V_{T3} = -2$ V

(a) $I_{D3} = I_{D2}$

$100(V_{GS3}+2)^2 = 100(V_{GS2}-4)^2$

$2 = \underbrace{V_{GS2}}_{V_{DS2}} - 4 \Rightarrow V_{DS2} = 6\text{ V}$

(b) $I_{D1} = 100(\underbrace{V_{GS1}}_{V_{DS2}}-4)^2 = 100(V_{DS2}-4)^2 = 100(6-4)^2 = 400\text{ mA}$

(c) Tenemos que comprobar:

* $V_{GS3} \geq V_{T3}$ $0 \geq -2$ ✓
* $V_{DS3} \geq V_{DS,sat3}$ $2\text{V} \geq 2$ ✓
* $V_{DS3,sat} = V_{GS3} - V_{T3} = 0-(-2) = 2$ V
* $V_{DS2} + V_{DS3} = 8 \Rightarrow V_{DS3} = 8 - V_{DS2} = 2$ V

El FET está en la frontera entre satur. y GRADUAL. Aquí, siguen siendo válidas las ecuaciones de saturación

Ejercicio 3. El circuito de la figura 3.1 utiliza un transistor JFET con una tensión umbral $|V_T| = 7$ V

a) Calcular la tensión V_{DS} (1,4 p.).

b) El parámetro I_{DSS} puede expresarse como $K(Z/L)$. Si la longitud del canal, L, se redujera a la mitad, ¿en qué región trabajaría el JFET si la tensión umbral fuera la misma ?. (0,6 p.)

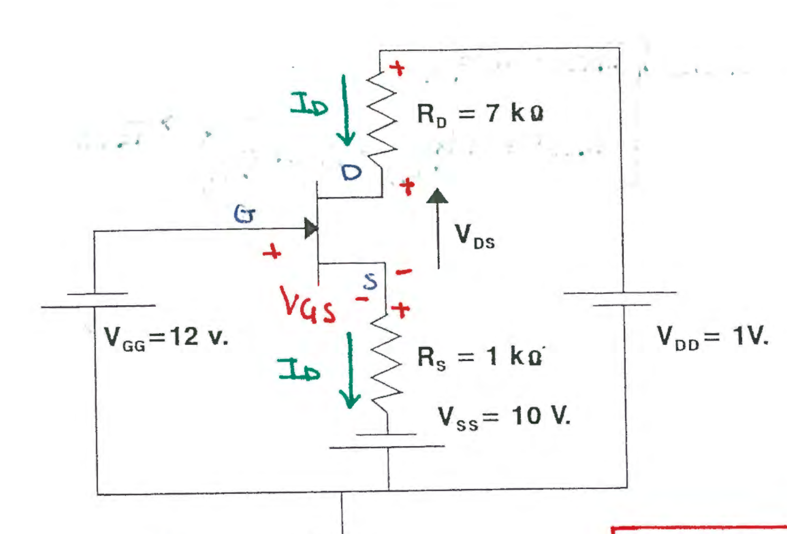


FIG. 3.1

DATOS

$I_{DSS} = 1$ mA

En saturación el JFET cumple la expresión:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$$

NB: es la misma que cualquier FET!!!

$$I_D = k(V_{GS}-V_T)^2 = k\frac{V_T^2}{V_T^2}(V_{GS}-V_T)^2 =$$

$$= kV_T^2\left(\frac{V_{GS}}{V_T} - \frac{V_T}{V_T}\right)^2 = kV_T^2\left(\frac{V_{GS}}{V_T} - 1\right)^2$$

$$= \underbrace{kV_T^2}_{I_{DSS}}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2 = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$$

$I_{DSS} = 1$mA

$V_T = -7$V

¡ojo! el valor de I_D NO puede superar I_{DSS}

(a) EE: $V_{GS} + I_D R_S - V_{SS} + V_{GG} = 0$ [1]

ES: $V_{DS} + R_S I_D - V_{SS} - V_{DD} + R_D I_D = 0$

* Suponemos JFET ≡ SATURACIÓN

hipótesis	condiciones
$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$	$V_{GS} \geq V_T$
	$V_{DS} \geq V_{DS,sat}$

Partimos de: $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2 \overset{[1]}{=} I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{SS} - V_{GG} - I_D R_S}{V_T}\right)^2 \underset{mA}{=}$

$$= \left(1 - \frac{10 - 12 - I_D \cdot 10^3}{V_T}\right)^2 \underset{mA}{=} \left(1 - \frac{-2 - I_D}{-7}\right)^2 =$$

$$= \left(\frac{-7 + 2 + I_D}{-7}\right)^2 = \left(\frac{I_D - 5}{-7}\right)^2 = \frac{I_D^2 - 10 I_D + 25}{+49} = I_D$$

$I_D^2 - 59 I_D + 25 = 0$ → $I_D = 0'43$ mA ; $I_D = 58'57$ mA $> I_{DSS}$

EE $V_{GS} = V_{SS} - V_{GG} - I_D R_S = 10 - 12 - 0'43 = -2'43\ V \geq V_T$ ✓

ES $V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_D(R_D + R_S) = 1 + 10 - 0'43(8) = 7'56\ V$

$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = -2'43 - (-7) = 4'57\ V \leq V_{DS}$ ✓

(b) $I_D = 2mA \Leftarrow$ Nos dicen $\begin{cases} I_{DSS} = k\ Z/L \\ I_{DSS}' = k\ /_{L/2} = 2(k\ Z/L) \rightarrow I_{DSS} \end{cases}$

Es decir, tenemos que repetir las cuentas para un nuevo valor $I_{DSS}' = 2 \cdot 1mA = 2mA$

Retomamos las cuentas:

$$I_D = \underbrace{I_{DSS}'}_{2mA} \frac{I_D^2 - 10I_D + 25}{49} = 2 \cdot \frac{I_D^2 - 10I_D + 25}{49} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 2I_D^2 - 69I_D + 50 = 0 \begin{cases} I_D = 0'75mA \\ I_D = 33'75mA > I_{DSS} \end{cases}$$

EE $V_{GS} = V_{SS} - V_{GG} - I_D R_S = 10 - 12 - 0'75 = -2'75 \geq V_T$ ✓

ES $V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_D(R_D + R_S) = 1 + 10 - 0'75(7 + 1) = 5V \geq V_{DS,sat}$ ✓

$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = -2'75(-7) = 4'25\ V$

El JFET sigue en saturación

SEPTIEMBRE 1996

Ejercicio 4. En el circuito de la figura 4.1, calcular:

a) El punto de trabajo (I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ}). (0,6 p)

b) La ganancia de tensión ($A_v = v_O / v_i$) y de corriente ($A_I = i_O / i_i$) a frecuencias medias (0,7p.) → análisis en corriente alterna.

c) El margen dinámico a la salida (0,7 p.)
↓ valor pa el cual el BJT no conduce (SAT ó CORTE)

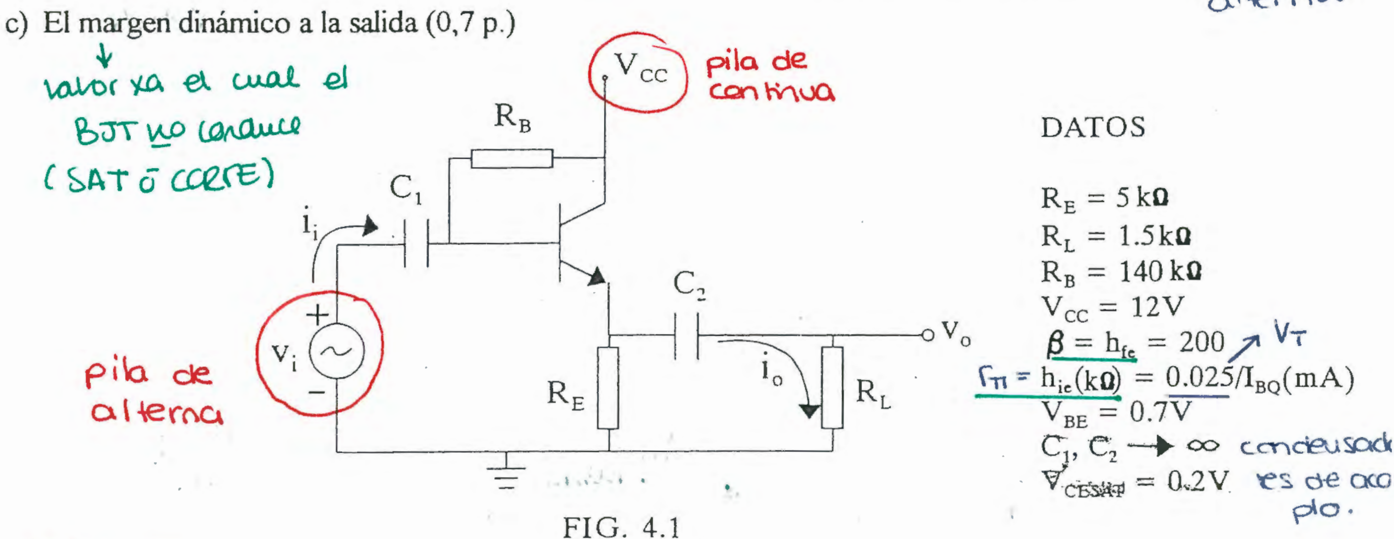
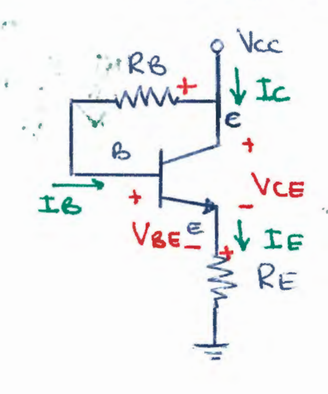


FIG. 4.1

(a) PUNTO DE TRABAJO (ANÁLISIS DE CC):



EE: $I_E R_E + V_{BE} - V_{CC} + I_B R_B = 0$

ES: $I_E R_E + V_{CE} - V_{CC} = 0$

* Supongamos BJT ≡ ACT. DIRECTA

hipótesis	condiciones
$V_{BE} = V_{\gamma E}$	$I_B > 0$
$I_C = \beta I_B$	$V_{CE} \geq V_{CE,sat}$

* EE: $(\beta+1) I_B R_E + V_{\gamma E} + I_B R_B - V_{CC} = 0$

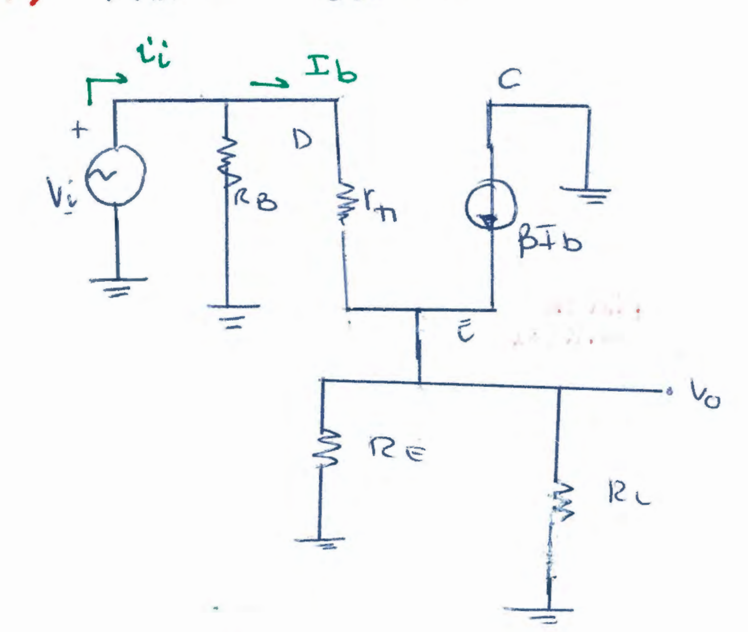
$$I_B \left[(\beta+1) R_E + R_B \right] = V_{CC} - V_{\gamma E}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{\gamma E}}{(\beta+1) R_E + R_B} = 9'8 \mu A > 0 \checkmark$$

* $I_C = \beta I_B = 1'97 mA$

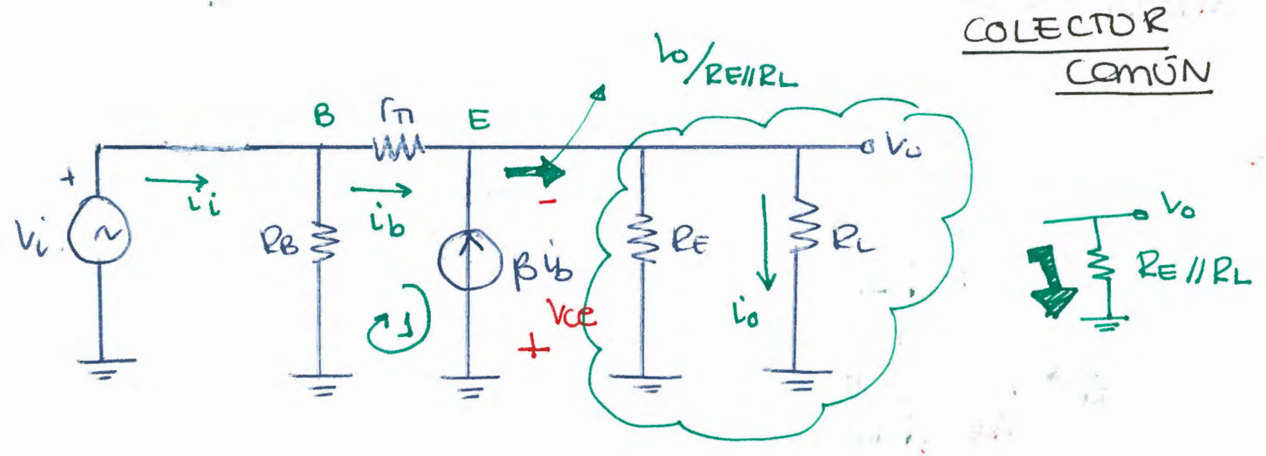
* ES: $V_{CE} = V_{CC} - I_E R_E = V_{CC} - (\beta+1) I_B R_E = 2'15V \geq V_{CE,sat}$

(b) Análisis en CA



Donde $r_\pi = \frac{0'025V}{9'8\mu A} = 2'55 k\Omega$

COLECTOR COMÚN



b.1) $A_V = \frac{V_o}{V_i}$ NUDO E : $i_b + \beta i_b = \frac{V_o}{R_E//R_L} \Rightarrow i_b(\beta+1) = \frac{V_o}{R_E//R_L}$ [1]

MALLA 1 : $V_i - i_b r_\pi - V_o = 0$ [2]

Despejamos i_b de [2] y sustituimos en [1]

$$i_b = \frac{V_i - V_o}{r_\pi}$$

$$\frac{V_i - V_o}{r_\pi}(\beta+1) = \frac{V_o}{R_E//R_L}$$

$$V_i \frac{\beta+1}{r_\pi} = V_o \left(1/R_E//R_L + \frac{\beta+1}{r_\pi} \right)$$

Finalmente: $A_v = v_o/v_i = \dfrac{B+1}{r_\pi\left(\frac{1}{R_E//R_L} + \frac{B+1}{r_\pi}\right)}$ = multiplico y divido por $R_E//R_L$

$$= \frac{(B+1)(R_E//R_L)}{r_\pi + (B+1)(R_E//R_L)} = \frac{201 \cdot 1'15K}{2'55K + 201 \cdot 1'15K} = 0'989$$

¡adimensional!

b.2) $A_i = i_o/i_i$

tenemos
* $i_b(B+1) = v_o/R_E//R_L$ [1]
* $v_i - i_b r_\pi - v_o = 0$ [2]

Ahora además:
* Nudo B: $i_i = i_b + v_i/R_B$ [3]
* $v_o = i_o \cdot R_L$ [4] (ley de ohm en R_L)

Sustituimos [4] en [1] y [2]

[1] $i_b(B+1) = \dfrac{i_o R_L}{R_E//R_L}$

[2] $v_i - i_b r_\pi - i_o R_L = 0$

[3] $i_L = i_b + v_i/R_B$

Despejamos i_b de la ecuación [2] y sustituimos en las otras $\rightarrow$ $i_b = \dfrac{-i_o R_L + v_i}{r_\pi}$

[1] $\dfrac{v_i - i_o R_L}{r_\pi}(B+1) = \dfrac{i_o R_L}{R_E//R_L} \Rightarrow v_i \dfrac{B+1}{r_\pi} = i_o\left(\dfrac{R_L}{R_E//R_L} + \dfrac{R_L(B+1)}{r_\pi}\right)$

[2] $i_i = \dfrac{v_i - i_o R_L}{r_\pi} + v_i/R_B = v_i\left(\dfrac{1}{r_\pi} + \dfrac{1}{R_B}\right) - i_o \dfrac{R_L}{r_\pi}$

Despejamos v_i de la ecuación [2] y sustituimos en [1]

$v_i = \dfrac{i_i - i_o R_L/r_\pi}{(1/r_\pi + 1/R_B)}$ = multiplico y divido por r_π y R_B $= \dfrac{i_i r_\pi R_B - i_o R_L R_B}{R_B + r_\pi}$

$$i_i \cdot \frac{R_B r_\pi + i_o R_L R_B}{R_B + r_\pi} \cdot \frac{\beta+1}{r_\pi} = i_o \left(\frac{R_L}{R_E /\!/ R_L} + \frac{R_L(\beta+1)}{r_\pi} \right)$$

Finalmente: $$\boxed{A_i = i_o / i_i} = \frac{R_B(\beta+1)}{(R_B + r_\pi)\left(\frac{R_L}{R_E /\!/ R_L} + \frac{R_L(\beta+1)}{r_\pi} + \frac{(R_L R_B(\beta+1))}{(R_B + r_\pi) r_\pi} \right)} =$$

$$(\ldots) = \frac{R_B(\beta+1)(R_E /\!/ R_L)}{R_L[(\beta+1)(R_E /\!/ R_L) + R_B + r_\pi)} \boxed{= 57'8}$$

adimensional!

(c) Para que el BJT se sature: $V_{CE} + V_{ce} = V_{CE,sat}$

$* V_{CE} = 2'15\,V$
$* V_{ce} = -V_o$

$2'15 - V_o = 0'2 \Rightarrow V_o = 1'95\,V$

Para que el BJT se corte: $I_C + i_c = 0$

$* I_C = 1'97\,mA \gtrsim 2\,mA$

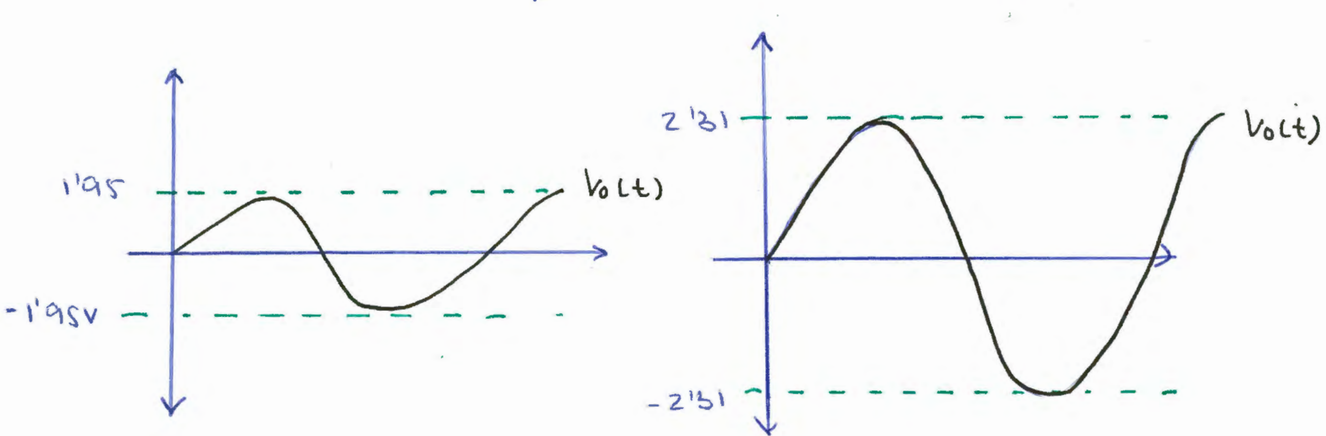
$* i_c = \beta i_b$

$$i_b(\beta+1) = \frac{V_o}{R_E // R_L} \quad \text{(NUDO E)} \Rightarrow \frac{\beta+1}{\beta} i_c = \frac{V_o}{R_E//R_L}$$

$$i_c = \frac{V_o}{R_E//R_L} \frac{\beta}{\beta+1}$$

$$2 \cdot 10^{-3} + \frac{\beta}{(\beta+1)(R_E//R_L)} V_o = 0$$

$$V_o = \frac{-2 \cdot 10^{-3} \cdot (\beta+1)(R_E//R_L)}{\beta} = \frac{-2 \cdot 10^{-3} \cdot 201 \cdot 1'15k}{200} = -2'31\,V$$



El $MD = \min\{|1'95|, |-2'31|\} = 1'95\,V$

→ amplificador de corriente! no de tensión

Ejercicio 3. Para el amplificador seguidor de emisor de la figura:

a) Calcule el punto de polarización (V_{CE}, I_C), comprobando que el transistor está en activa. **(0,5 p.)**

b) Dibuje el circuito equivalente para la pequeña señal. Considere que en pequeña señal la fuente de corriente se comporta como una resistencia de valor R_{eq}=100 kΩ. **(0,5 p.)**

c) Calcule la ganancia de tensión de pequeña señal v_o/v_i **(0,5 p.)**

d) Halle el margen dinámico a la salida, que viene dado por la máxima amplitud de la señal sinusoidal v_o a partir de la cual el transistor deja de funcionar en activa. **(1 p.)**

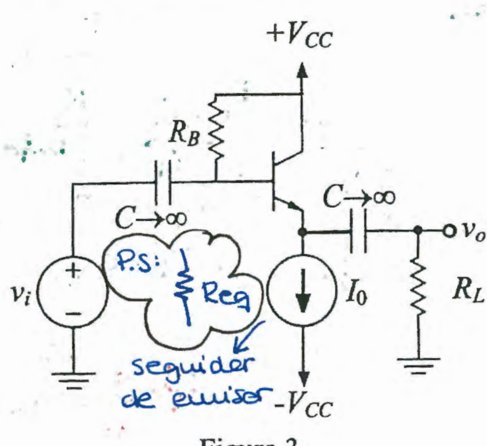
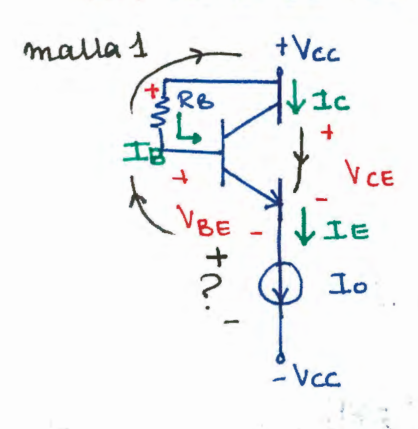


Figura 3

DATOS:
V_{CC}=5 V, R_B = 462 kΩ
I_0=1 mA, R_L = 1 kΩ
β = 200, V_{BE} = $V_{\gamma E}$ = 0,7 V, V_{CESAT} = 0,2 V,
V_T = kT/e = 0,025 V

Recordatorio:
* Anulamos fuentes CA
* COND. ACOPLO → circuitos abiertos

(a) PUNTO DE POLARIZACIÓN ≡ ANÁLISIS EN CORRIENTE CONTINUA



No podemos usar las ecuaciones de entrada y de salida porque en esas mallas hay un generador de corriente con tensión desconocida (una incógnita más!!!) A cambio, tenemos el dato: $I_E = I_o$

* Suponemos BJT en ACTIVA { hipótesis: $V_{BE}=V_{\gamma E}$, $I_C=\beta I_B$; condiciones: $I_B>0$, $V_{CE}\geq V_{CE,sat}$ }

* tenemos: $I_E = I_o$, $I_E = (\beta+1) I_B$ } $I_o = (\beta+1)I_B \Rightarrow$

$\Rightarrow I_B = \frac{I_o}{\beta+1} = \frac{1mA}{201} = 4'98\,\mu A > 0$

* malla 1: $V_{BE} + I_B R_B - V_{CE} = 0$

$\therefore V_{CE} = V_{BE} + I_B R_B = 0'7 + 4,98 \cdot 10^{-6}\, 462k =$ ($V_{BE} = V_{\gamma E}$)

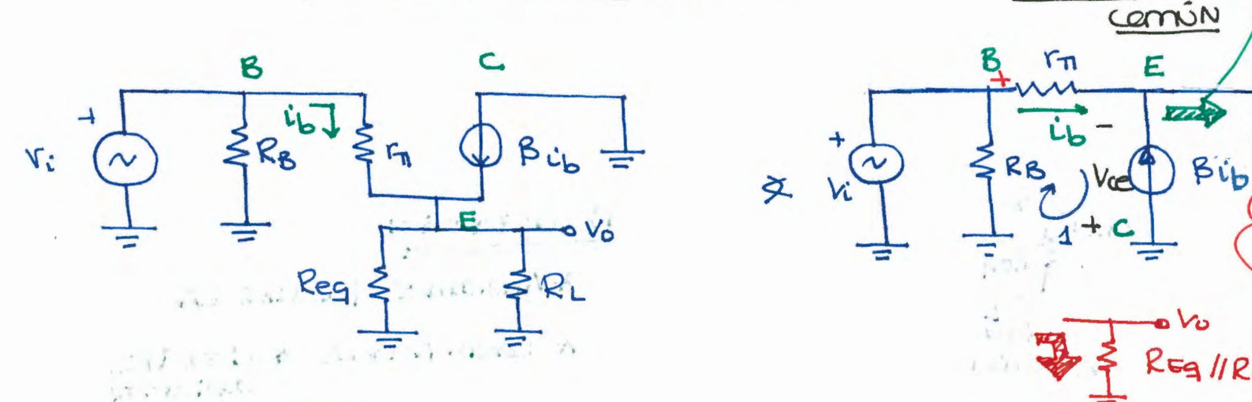
$= 3V \geq V_{CE,sat}$

* $I_C = \beta I_B = 200 \cdot 4'98\,\mu A = 0'996\, mA \approx 1mA$

(b) Circuito equivalente en pequeña señal y a frecuencias medias:

<u>Recordatorio</u>

* Anulamos fuentes C.C
* COND. ACOPLO → corto circuito
* BJT → circuito equivalente en p.s y a frecuencias medias.



Donde $r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{200 \cdot 0'025}{10^{-3}} = 5k$

(c) ¿ V_o/V_i ?

<u>NUDO E</u>: $i_b + \beta i_b = V_o/(R_{eq}/\!/R_L)$

$i_b(\beta+1) = V_o/(R_{eq}/\!/R_L)$

<u>MALLA 1</u>: $V_i - i_b r_b - V_o = 0 \Rightarrow i_b = \frac{V_i - V_o}{r_\pi}$

$$\frac{V_i - V_o}{r_\pi}(\beta+1) = \frac{V_o}{R_{eq}/\!/R_L} \Rightarrow V_i \frac{\beta+1}{r_\pi} = V_o\left(\frac{1}{R_{eq}} + \frac{\beta+1}{r_\pi}\right)$$

Finalmente: $\frac{V_o}{V_i} = \frac{\beta+1}{r_\pi\left(\frac{1}{R_{eq}/\!/R_L} + \frac{\beta+1}{r_\pi}\right)} = \frac{(\beta+1)(R_{eq}/\!/R_L)}{r_\pi + (\beta+1)(R_{eq}/\!/R_L)} =$

$= \frac{201 \cdot 1k}{5k + 201 \cdot 1k} = 0'976$

$R_{eq}/\!/R_L = \frac{R_{eq} \cdot R_L}{R_{eq} + R_L} = \frac{100k \cdot 1k}{100k + 1k} = 1k$

En PARALELO a la grande se la desprecia y en SERIE se desprecia la resistencia pequeña.

Simplificamos 100k con 100k.

Despreciamos 1 k frente a 100k

(d) MARGEN DINÁMICO

* Para que el BJT se sature: $V_{CE} + v_{ce} = V_{CE,sat}$

* $V_{CE} = 3V$
* $v_{ce} = -v_o$

$3 - v_o = 0'2 \Rightarrow v_o = 2'8\ V$

* Para que el BJT se corte: $I_C + i_c = 0$

* $I_C = 1mA$
* $i_c = \beta i_b$

$i_b(\beta+1) = \frac{v_o}{R_{eq} // R_L}$

$\frac{(\beta+1)}{\beta} i_c = \frac{v_o}{R_{eq} // R_L} \Rightarrow i_c = \frac{\beta}{(\beta+1)(R_{eq} // R_L)} v_o$

β se simplifica xq hemos despreciado 1 y Req

$\underbrace{10^{-3}}_{I_C} + \underbrace{\frac{v_o}{R_L}}_{i_c} = 0 \Rightarrow v_o = -10^{-3} \cdot \underbrace{R_L}_{1k} = -1V$

$MD = \min\{|2'8|, |-1|\} = 1V$

SEPTIEMBRE 2003

Ejercicio 3. El circuito de la figura 3 presenta un amplificador con dos etapas en cascada, la primera en colector común y la segunda en emisor común, separadas en el dibujo por la raya discontinua. Un análisis aproximado del circuito de polarización ha dado los siguientes valores de continua: $I_{C1} \approx I_{E1}=1$ mA; $I_{C2} \approx I_{E2}=1$ mA; $V_{CE1}=5{,}7$ V; $V_{CE2}=1{,}4$ V. Se pretende realizar un análisis parcial del circuito de pequeña señal, abordando el problema etapa por etapa.

a) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal de la segunda etapa, dando el valor de los parámetros del circuito equivalente de pequeña señal del BJT **(0,5 p)**.
b) Calcular, para la segunda etapa, la resistencia de entrada R_{in2} y la ganancia de tensión v_o/v_{o1} **(0,5 p)**.
c) Indicar el margen dinámico a la salida asociado al transistor T_2 **(0,5 p)**.
d) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal de la primera etapa, sustituyendo la segunda por su R_{in2} y dando el valor de los parámetros de pequeña señal **(0,5 p)**.
e) Calcular la ganancia de tensión de la primera etapa v_{o1}/v_i y la ganancia de tensión total v_o/v_i **(0,5 p)**.

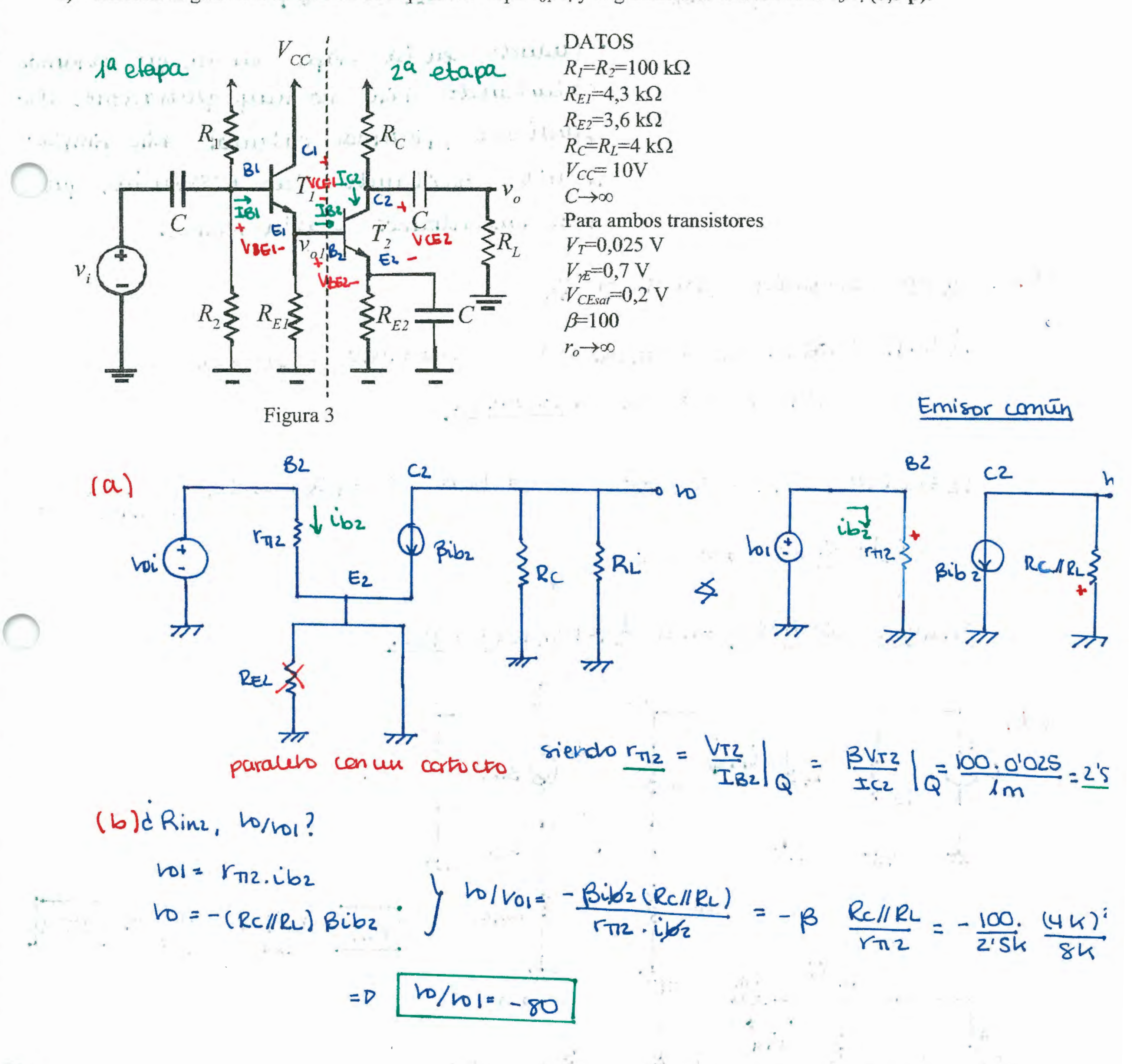
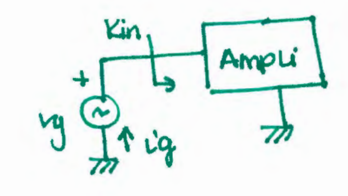


Figura 3

NB: Resistencia de entrada (Rin)



Se define como la resistencia "vista" por el generador hacia la derecha. Para calcularla:

- anulamos todos los generadores independientes (desde v_g para la derecha)
- calculamos la relación entre la tensión (v_g) y corriente (i_g) entregados por el generador $R_{in} = \frac{V_g}{I_g}$

$R_{in} = r_{\pi 2} = 2'5\,k\Omega$

Rin2, $r_{\pi 2}$

otra forma

$R_{in2} = \frac{v_g}{i_g} = \frac{v_{bi}}{i_{b2}} = r_{\pi 2}$

- Cuando en la etapa en la que estamos calculando Rin no hay generadores dependientes, podemos calcular Rin simplemente asociando las resistencias que nos encontramos hasta tierra.

(c) margen dinámico transistor T_2

$T_2 \equiv SAT$: $V_{CE2} + v_{ce2} = V_{CE,sat} = 0'2$ $\quad V_{CE} = 1'4V \quad v_{ce} = v_o$

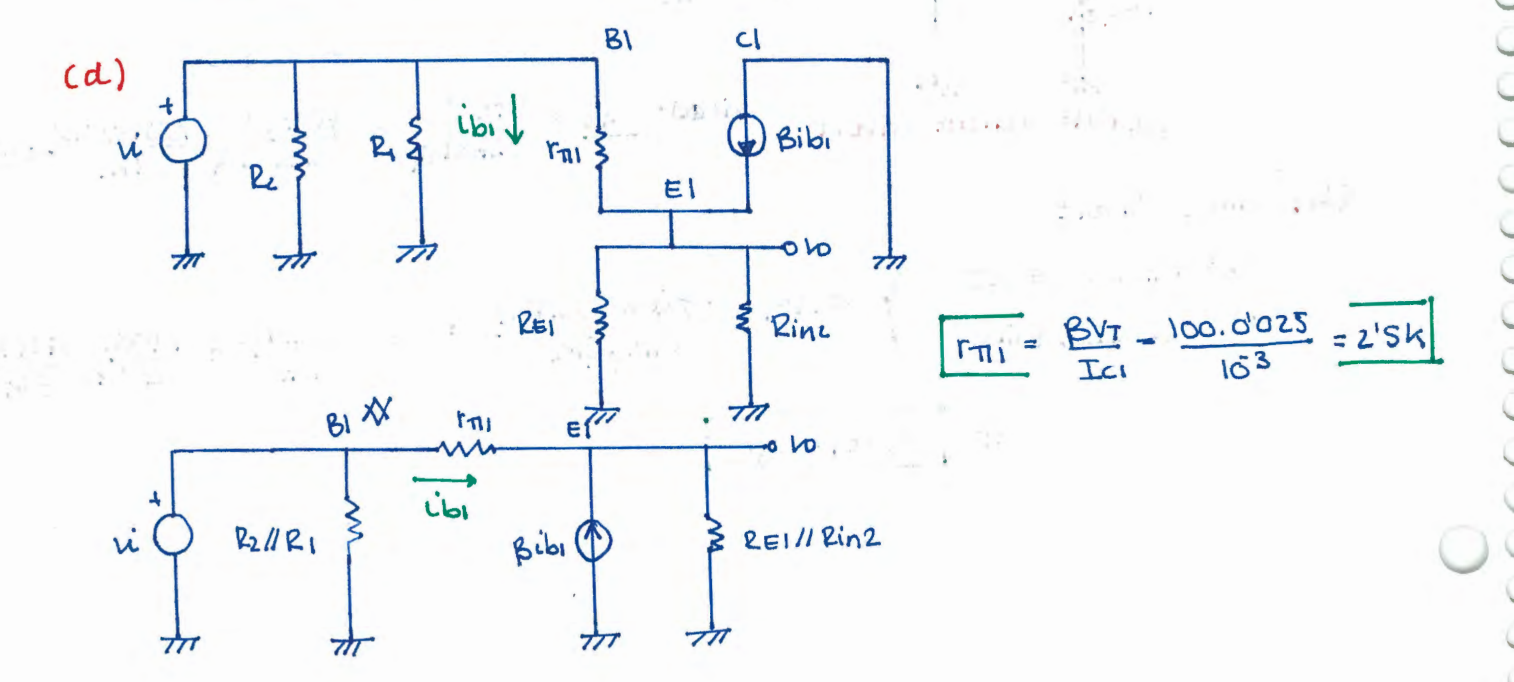
$1'4 + v_o = 0'2 \Rightarrow v_o = -1'2V$

$T_2 \equiv CORTE$: $I_{C2} + i_{c2} = 0 \quad I_{C2} = 1mA \quad i_{c2} = \beta i_{b2} \Rightarrow i_{c2} = -\frac{v_o}{R_C//R_L} = -v_o/2$

$1 - \frac{v_o}{2} = 0 \Rightarrow v_o = 2V$

margen dinámico $= \min\{|-1'2|, |2|\} = 1'2V$

(d)



$r_{\pi 1} = \frac{\beta V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \cdot 0'025}{10^{-3}} = 2'5k$

(e) ¿v_o/v_i?

ganancia de tensión del circuito entero: $v_o/v_i = \frac{v_o}{v_{o1}} \cdot v_o/v_{o1} = -80 \cdot 0'98 = \underline{-78'4}$

Nudo E1: $i_{b1} + \beta i_{b1} = \frac{v_{o1}}{R_{E1} // R_{in2}} \Leftrightarrow v_{o1} = (\beta+1)(R_{E1} // R_{in2})\, i_{b1}$

malla 1: $v_i - i_{b1} r_{\pi 1} - v_{o1} = 0 \Rightarrow i_{b1} = \frac{v_i - v_{o1}}{r_{\pi 1}}$ $\Bigg\} \Rightarrow$

$$\Rightarrow (\beta+1)\frac{v_i - v_{o1}}{r_{\pi 1}} = \frac{v_{o1}}{R_{E1}//R_{in2}} \Rightarrow v_i \cdot \frac{(\beta+1)}{r_{\pi 1}} = v_{o1}\left(\frac{1}{R_{E1}//R_{in2}} + \frac{(\beta+1)}{r_{\pi 1}}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \underline{\frac{v_{o1}}{v_i}} = \frac{(\beta+1)}{r_{\pi 1}\left(\frac{r_{\pi 1}}{R_{E1}//R_{in2}} + \frac{(\beta+1)}{r_{\pi 1}}\right)} = \frac{(R_{E1}//R_{in2})(\beta+1)}{r_{\pi 1} + (\beta+1)(R_{E1}//R_{in2})} = \frac{1'58 \cdot 101}{2'5 + 1'58 \cdot 101} = \underline{= 0'98}$$

$$R_{E1}//R_{in2} = \frac{4'3 \cdot 2'5}{4'3 + 2'5} = 1'58\ k\Omega$$

JUNIO 1996

PROBLEMA 4.- En el amplificador de la figura 6:

a) Calcular el punto de trabajo del transistor bipolar 1 (I_{BQ}, I_{CQ}, V_{CEQ}). **(0,5 p.)**

b) Dibujar el circuito equivalente en pequeña señal sabiendo que $h_{ie} = r_\pi$; $h_{fe} = \beta$; $h_{oe}^{-1} = r_0 = \infty$ **(0,5 p.)**

c) Calcular la impedancia (Z_{in}) de entrada del amplificador. **(0,5p.)**

d) Calcular la ganancia en tensión $A_v = v_o/v_g$ **(0,5 p.)**

Datos:

$R_1 = 600\ K\Omega$	$R_g = 1\Omega$
$R_2 = 1,2\ M\Omega$	$R_{E2} = 3\ K\Omega$
$R_C = 5\ K\Omega$	$h_{fe} = \beta = 100$
$R_L = 20\ K\Omega$	$V_{BE} = 0,6\ V$
$R_{E1} = 400\ \Omega$	$V_{CC} = 12\ V$

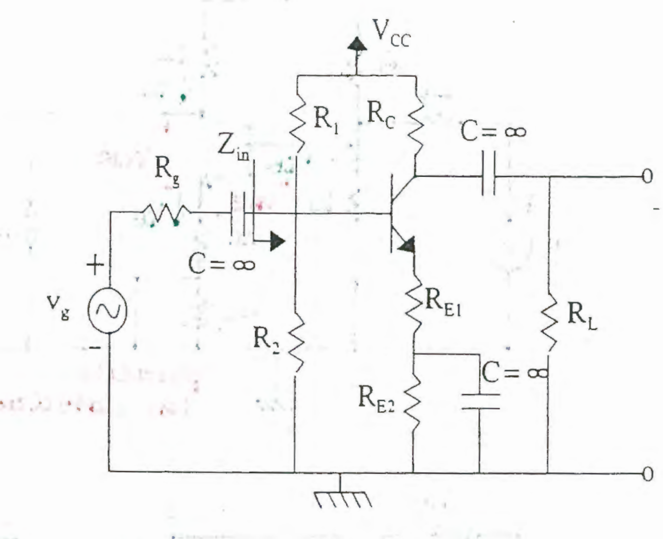
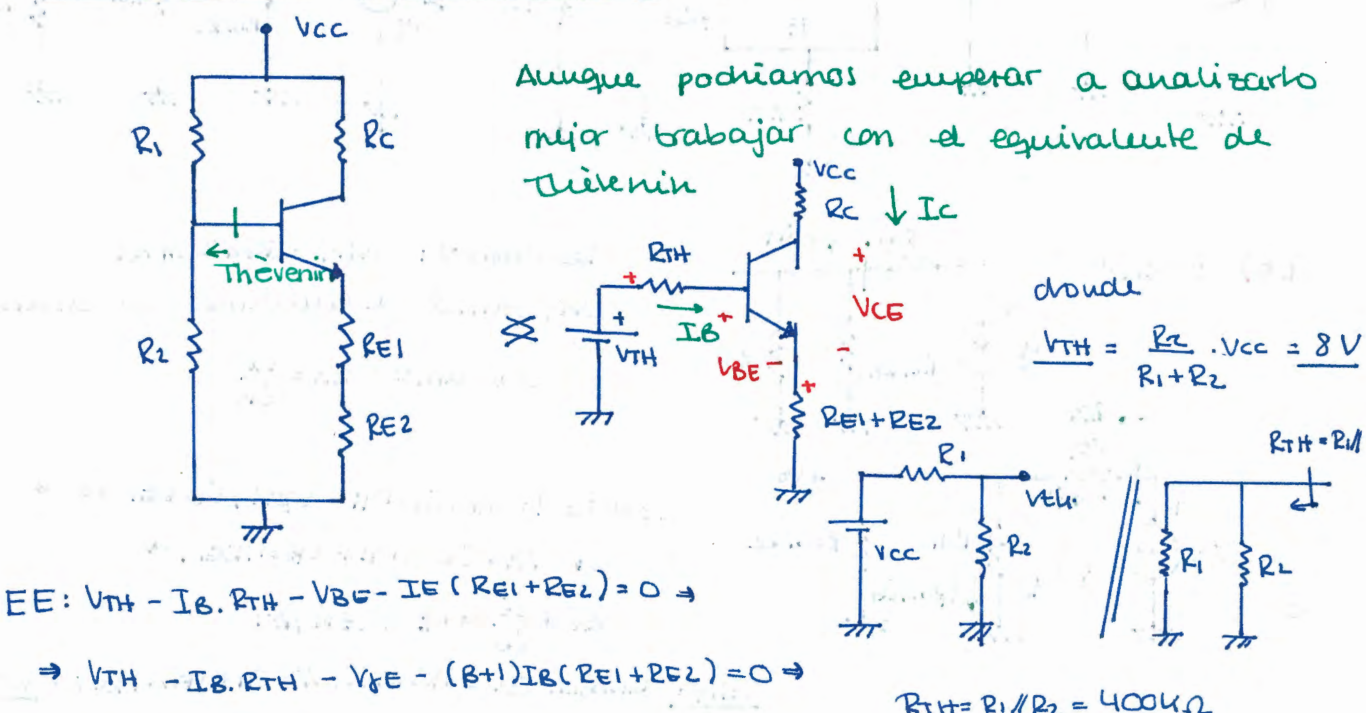


Fig. 6

(a) Análisis en corriente continua:



EE: $V_{TH} - I_B \cdot R_{TH} - V_{BE} - I_E(R_{E1}+R_{E2}) = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{TH} - I_B \cdot R_{TH} - V_{\gamma E} - (\beta+1)I_B(R_{E1}+R_{E2}) = 0 \Rightarrow$

$R_{TH} = R_1 // R_2 = 400K\Omega$

$\Rightarrow V_{TH} - V_{\gamma E} = I_B(R_{TH} + (\beta+1)(R_{E1}+R_{E2}))$

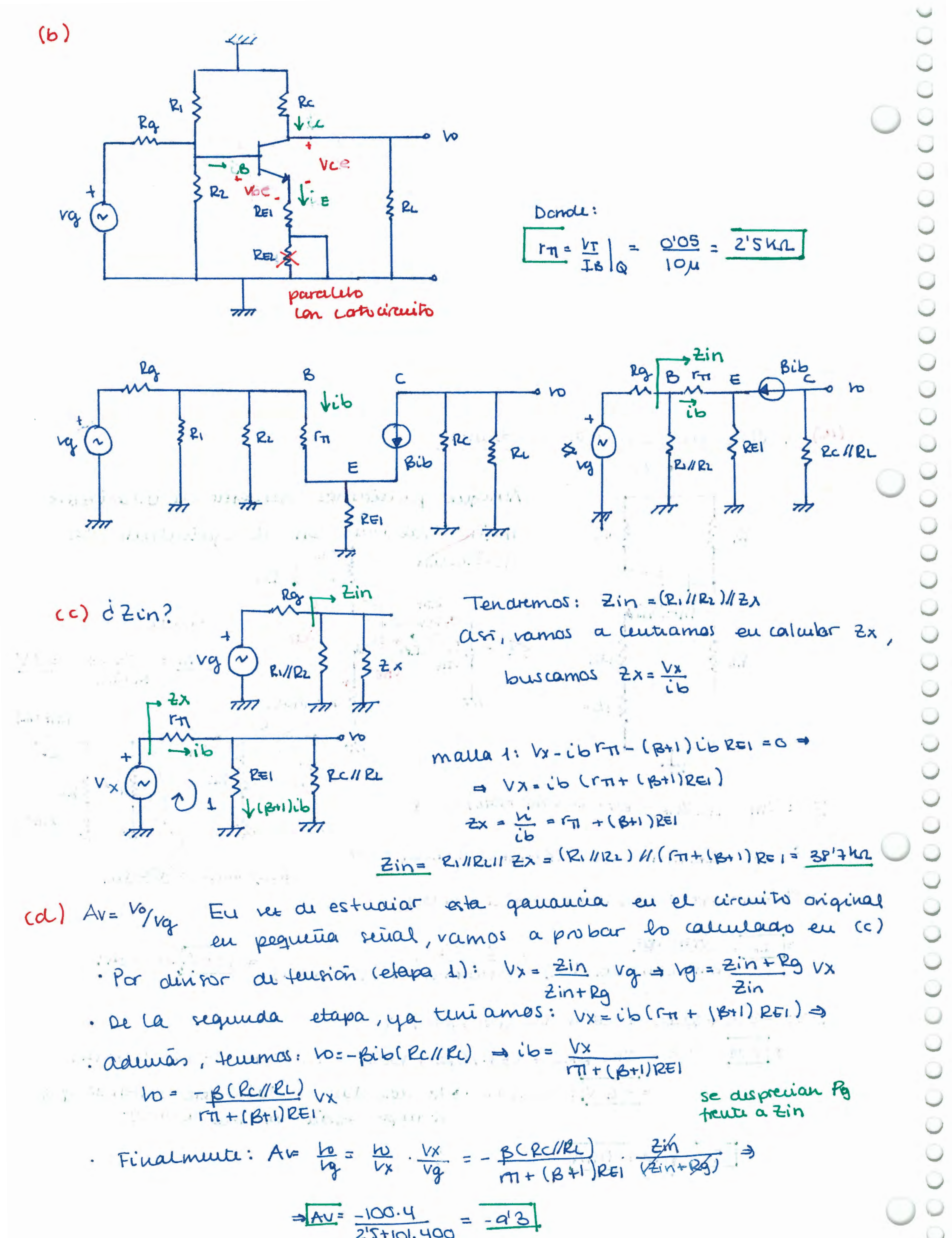
$$\Rightarrow \boxed{I_B} = \frac{V_{TH} - V_{\gamma E}}{R_{TH} + (\beta+1)(R_{E1}+R_{E2})} = \frac{8 - 0'6}{400k + (100+1)(400+3k)} = \boxed{10\mu A} > 0 \text{ ok!}$$

ES: $-V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} + I_E(R_{E1}+R_{E2}) \Rightarrow$

$\Rightarrow \boxed{V_{CE}} = V_{CC} - I_B(\beta R_C + (\beta+1)(R_{E1}+R_{E2})) = 12 - 10\mu(100 \cdot 5K + 101 \cdot 3'4k) =$

$= \boxed{3'6\ V} \geq V_{CE,sat}$ → No nos dan el dato pero sabemos que siempre están entorno a 0'025

$\boxed{I_C = \beta I_B = 1mA}$



(b)

Donde: $r_\pi = \frac{V_T}{I_B}\Big|_Q = \frac{0'05}{10\mu} = 2'5\,k\Omega$

(c) ¿Zin?

Tendremos: $Z_{in} = (R_1 // R_2) // Z_x$

Así, vamos a centrarnos en calcular Z_x, buscamos $Z_x = \frac{V_x}{i_b}$

malla 1: $V_x - i_b r_\pi - (\beta+1) i_b R_{E1} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_x = i_b (r_\pi + (\beta+1) R_{E1})$

$Z_x = \frac{V_x}{i_b} = r_\pi + (\beta+1) R_{E1}$

$Z_{in} = R_1 // R_2 // Z_x = (R_1 // R_2) // (r_\pi + (\beta+1) R_{E1}) = 38'7\,k\Omega$

(d) $A_v = v_o / v_g$ En vez de estudiar esta ganancia en el circuito original en pequeña señal, vamos a probar lo calculado en (c)

- Por divisor de tensión (etapa 1): $V_x = \frac{Z_{in}}{Z_{in}+R_g} v_g \Rightarrow v_g = \frac{Z_{in}+R_g}{Z_{in}} V_x$
- De la segunda etapa, ya teníamos: $V_x = i_b (r_\pi + (\beta+1) R_{E1}) \Rightarrow$
- además, tenemos: $v_o = -\beta i_b (R_C // R_L) \Rightarrow i_b = \frac{V_x}{r_\pi + (\beta+1) R_{E1}}$

$v_o = \frac{-\beta (R_C // R_L)}{r_\pi + (\beta+1) R_{E1}} V_x$

se desprecian Rg frente a Zin

- Finalmente: $A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{v_o}{V_x} \cdot \frac{V_x}{v_g} = -\frac{\beta (R_C // R_L)}{r_\pi + (\beta+1) R_{E1}} \cdot \frac{Z_{in}}{(Z_{in}+R_g)} \Rightarrow$

$\Rightarrow A_v = \frac{-100 \cdot 4}{2'5 + 101 \cdot 400} = -9'3$

Ejercicio 3.

Para el circuito amplificador con BJT's de la figura 3 se le pide calcular:

a) La corriente de polarización I_L. Suponga que los dos transistores operan en activa **(0,8 p.)**

b) El valor de la resistencia R_L para el que $V_L = 0$. Compruebe la hipótesis sobre el estado de los transistores **(0,7 p.)**

c) La ganancia de corriente de pequeña señal, $A_I = \dfrac{i_l}{i_g}$ **(1 p.)**

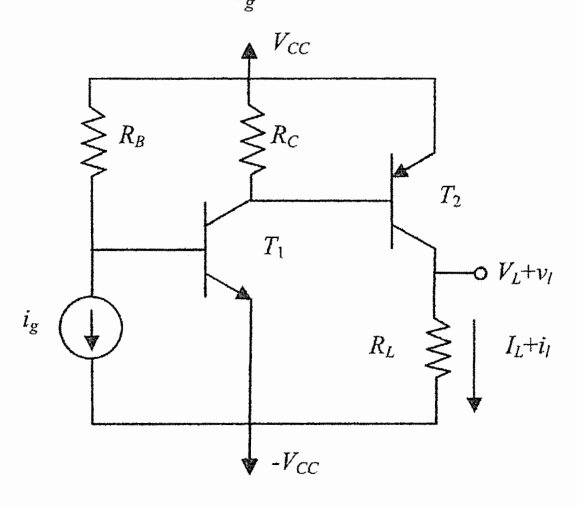


Figura 3

DATOS:

$V_t = 25$ mV, $V_{CC} = 5$ V, $R_B = 475$ kΩ, $R_C = 700$ Ω

Para T_1 (npn): $\beta_1 = 100$, $V_{A1} \rightarrow \infty$, $V_{\gamma E1} = 0{,}5$ V, $V_{CEsat1} = 0{,}2$ V

Para T_2 (pnp): $\beta_2 = 50$, $V_{A2} \rightarrow \infty$, $V_{\gamma E2} = 0{,}7$ V, $V_{ECsat2} = 0{,}2$ V

NOTA: Considere despreciables los efectos capacitivos de los transistores.

SEPTIEMBRE 2004

Ejercicio 3.

Para el circuito amplificador con BJT's de la figura 3 se le pide calcular:

a) La corriente de polarización I_L. Suponga que los dos transistores operan en activa **(0,8 p.)**

b) El valor de la resistencia R_L para el que $V_L = 0$. Compruebe la hipótesis sobre el estado de los transistores **(0,7 p.)**

c) La ganancia de corriente de pequeña señal, $A_I = \dfrac{i_l}{i_g}$ **(1 p.)**

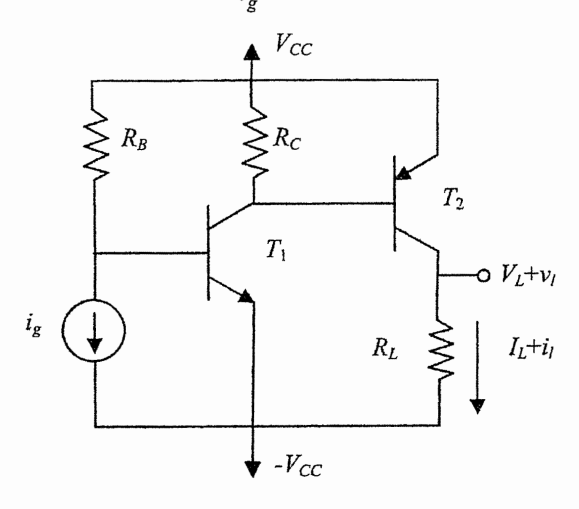


Figura 3

DATOS:

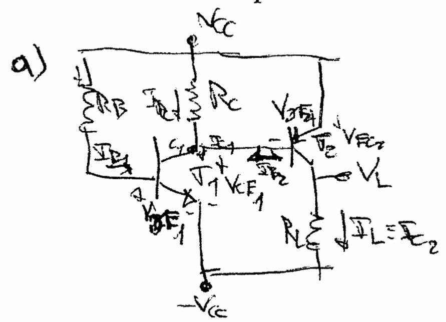
$V_t = 25$ mV, $V_{CC} = 5$ V, $R_B = 475$ kΩ, $R_C = 700$ Ω

Para T₁ (npn): $\beta_1 = 100$, $V_{A1} \to \infty$, $V_{\gamma E1} = 0{,}5$ V, $V_{CEsat1} = 0{,}2$ V

Para T₂ (pnp): $\beta_2 = 50$, $V_{A2} \to \infty$, $V_{\gamma E2} = 0{,}7$ V, $V_{ECsat2} = 0{,}2$ V

NOTA: Considere despreciables los efectos capacitivos de los transistores.

a)



Polarización de T_1:

$EE_1: -V_{CC} + V_{\gamma E_1} + I_{B_1} \cdot R_B - V_{CC} = 0 \Rightarrow I_{B_1} = \dfrac{2V_{CC} - V_{\gamma E_1}}{R_B}$

$\Rightarrow I_{B_1} = \dfrac{10 - 0{,}5}{475} = 0{,}02$ mA

$ES_1: -V_{CC} + V_{CE_1} + V_{\gamma E_2} - V_{CC} = 0 \Rightarrow V_{CE_1} = 2V_{CC} - V_{\gamma E_2} \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{CE_1} = 10 - 0{,}7 = 9{,}3$ V

Polarización de T_2: calculamos previamente $I_{R_C} = \dfrac{V_{\gamma E_2}}{R_C} = \dfrac{0{,}7}{700} = 1$ mA

Nudo C_1: $I_{B_2} + I_{R_C} = I_{C_1} \Rightarrow I_{B_2} = I_{C_1} - I_{R_C} = 2 - 1 = 1$ mA

$I_L = I_{C_2} = \beta_2 I_{B_2} = 50 \cdot 1 = 50$ mA

$ES_2: -V_{CC} + I_{C_2} R_L + V_{EC_2} - V_{CC} = 0 \Rightarrow V_{EC_2} = 2V_{CC} - I_{C_2} \cdot R_L = 10 - 50 R_L m = 10 - 50 \cdot 10^{-3} R_L$

b) $V_L = -V_{CC} + I_L \cdot R_L = 0 \Rightarrow R_L = \dfrac{V_{CC}}{I_L} = \dfrac{5}{50 \cdot 10^{-3}} = 100$ Ω

→

Comprobaciones: $I_{B_1} = 0'02\ mA > 0$ ✓ ; $V_{CE_1} = 9'3\ V \geq V_{CE,SAT_1}$ ✓

$I_{B_2} = 1\ mA > 0$ ✓ ; ~~V_{EC}~~

$V_{EC_2} = 10 - 50 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 10 - 5 = 5\ V \geq V_{EC,SAT_2}$ ✓

c)

[circuit diagram: i_g, R_B, r_{π_1}, i_{b_1}, B_1, E_1, C_1, $\beta_1 i_{b_1}$, R_C, B_2, r_{π_2}, i_{b_2}, E_2, C_2, $\beta_2 i_{b_2}$, R_C, i_e, v_e]

≡

[equivalent circuit: nodes (1), (2), (3); i_g, R_B, r_{π_1}, i_{b_1}; $\beta_1 i_{b_1}$, R_C, r_{π_2}, i_{b_2}; $\beta_2 i_{b_2}$, R_L, i_e, v_e]

- Divisor de corriente en (1): $i_{b_1} = \frac{R_B}{R_B + r_{\pi_1}}(-i_g)$
- " " (2): $i_{b_2} = \frac{R_C}{R_C + r_{\pi_2}}(-\beta_1 i_{b_1})$

(3): $i_e = -\beta_2 i_{b_2} \Rightarrow i_{b_2} = -\frac{i_e}{\beta_2}$ $\Rightarrow -\frac{i_e}{\beta_2} = \frac{R_C}{R_C + r_{\pi_2}}(-\beta_1 i_{b_1})$

$\Rightarrow \frac{i_e}{\beta_2} = \frac{R_C}{R_C + r_{\pi_2}}\left(\beta_1 \cdot \frac{R_B}{R_B + r_{\pi_1}} \cdot (-i_g)\right) \rightarrow \frac{i_e}{i_g} = -\frac{R_C \cdot \beta_1 \cdot R_B \cdot \beta_2}{(R_C + r_{\pi_2})(R_B + r_{\pi_2})}$ ⇒

~~$r_{\pi_1} = \frac{\beta_1 \cdot V_T}{I_{C_1}}$~~ $r_{\pi_1} = \frac{V_T}{I_{B_1}} = 1'25\ k\Omega$; $r_{\pi_2} = \frac{V_T}{I_{B_2}} = 25\ \Omega$

⇒ $\boxed{A_i = \frac{i_e}{i_g} = -\frac{700 \cdot 475\ k \cdot 100 \cdot 50}{(700 + 25)(475 + 1'25)\ k} = \boxed{-4815}}$

JUNIO 2005

Ejercicio 2. Para el amplificador en base común de la figura 2 se sabe que el transistor está en activa. Un análisis aproximado el circuito de polarización da los valores I_C=1 mA y V_{CE}= 2 V, que son los que tomaremos como base para el análisis de pequeña señal que se propone.

a) Dibuje el circuito de pequeña señal, indicando el valor del parámetro r_π **(0,8 p.)**

b) Calcule la ganancia de corriente i_o/i_g. **(0,8 p.)**

c) Calcule el margen dinámico de la señal v_o a la salida, definida como la máxima amplitud de la tensión simétrica a la salida v_o que asegura que el transistor ni se corta ni se satura. **(0,9 p.)**

DATOS: β = 100; V_{γ} = 0,7 V; V_{CEsat} = 0.2 V; V_t = 0.025 V; $V_A \to \infty$
V_{CC} = 10 V; R_1 = 6,3 kΩ; R_2 = 3,7 kΩ; R_E = 3 kΩ; R_C = R_L = 5 kΩ; $C \to \infty$

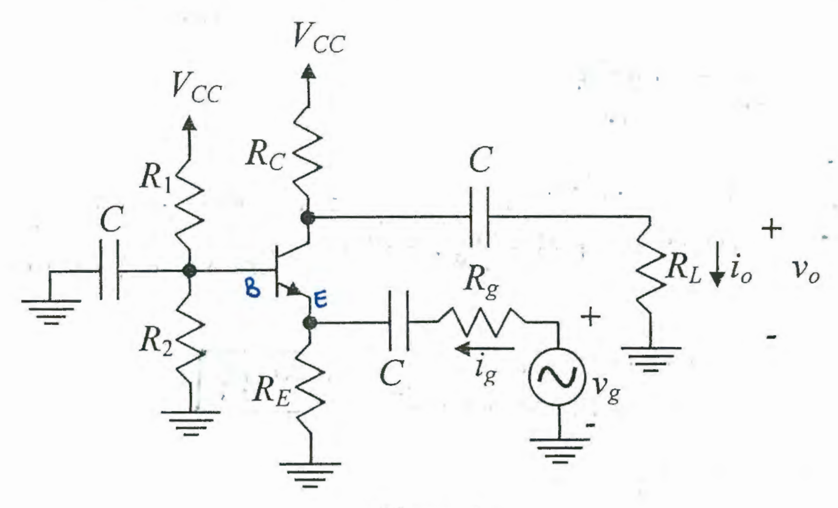


Figura 2

(a)

paralelo con un cortocircuito

Base común

$$r_\pi = \left.\frac{V_T}{I_B}\right|_Q = \left.\frac{\beta V_T}{I_C}\right|_Q = \frac{100 \cdot 0'025}{1m} = 2'5\ k\Omega$$

(b) ¿ i_o/i_g ?

NB: Divisor de corriente

$\vec{i}$ → R_1 ($\downarrow i_1$), R_2 ($\downarrow i_2$)

$$i_1 = \frac{R_2}{R_1+R_2}\, i \,, \quad i_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2}\, i$$

· Por divisor de corriente: $i_o = \frac{R_C}{R_C+R_L}(-\beta i_b)$

· Nudo E : $i_g + i_b + \beta i_b = i_e \Rightarrow i_g + (\beta+1)i_b = \frac{-i_b r_\pi}{R_E} \Rightarrow i_g = -i_b\left(\beta+1+\frac{r_\pi}{R_e}\right)$

$$i_e = \frac{V_e}{R_e} = -\frac{i_b r_\pi}{R_e}$$

$$\boxed{i_o/i_g} = \frac{R_C\,(-\beta \cancel{i_b})}{(R_C+R_L)\left(\beta+1+\frac{r_\pi}{R_E}\right)(-\cancel{i_b})} = \frac{R_C \cdot R_e \cdot \beta}{(R_C+R_L)(\beta R_e + R_e + r_\pi)} =$$

$$= \frac{3.5.100}{(5+5)(300+3+2'5)} = \boxed{0'49}$$

(c) <u>margen dinámico de v_o</u>

$BJT \equiv SAT$: $V_{CE} + v_{ce} = V_{CE,sat}$

$V_{CE} = 2V$

malla 1 : $-i_b r_\pi + v_{ce} - v_o = 0$

$\beta i_b = \frac{-v_o}{R_C // R_L}$

$$\left.\right\} \frac{r_\pi}{\beta(R_C//R_L)} v_o + v_{ce} - v_o = 0$$

$$\Rightarrow v_{ce} = v_o\left(1 - \frac{r_\pi}{\beta(R_C//R_L)}\right)$$

· $2 + v_o\left(1 - \frac{r_\pi}{\beta(R_C//R_L)}\right) = 0'2 \Rightarrow \underline{v_o = -1'81 V}$

$BJT \equiv CORTE$ $\quad I_C + i_c = 0 \;, \; I_C = 1mA \;;\; i_c = \beta i_b = \frac{-v_o}{R_C//R_L}$

$1 - \frac{v_o}{2'5} = 0 \Rightarrow \underline{v_o = 2'5V}$

$$\boxed{MD = \min\{|-1'81|, |2'5|\} = 1'81 V}$$

Ejercicio 4. La señal alterna v_i, de pequeña amplitud, es amplificada por el circuito de la Figura 4. Los transistores están polarizados en modo activo directo con la misma corriente continua de colector, que no necesita calcular. Se pide:

a) Dibujar el circuito equivalente para alterna y pequeña señal **(1,0 p)**
b) Decir en qué configuración trabaja cada transistor **(0,3 p)**
c) Calcular la ganancia de pequeña señal $A_v = v_o/v_i$ **(0,8 p)**
d) Calcular la impedancia de entrada al amplificador, R_i **(0,4 p)**

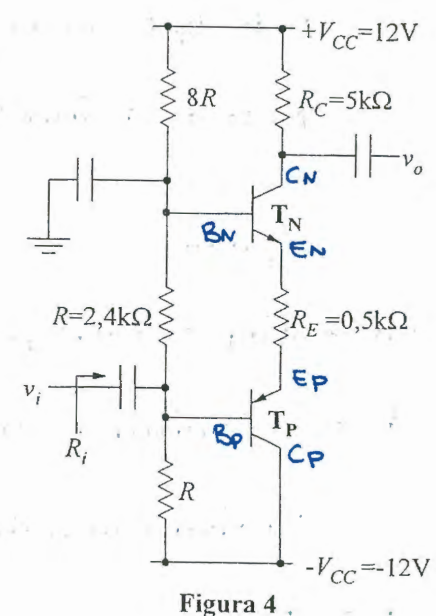


Figura 4

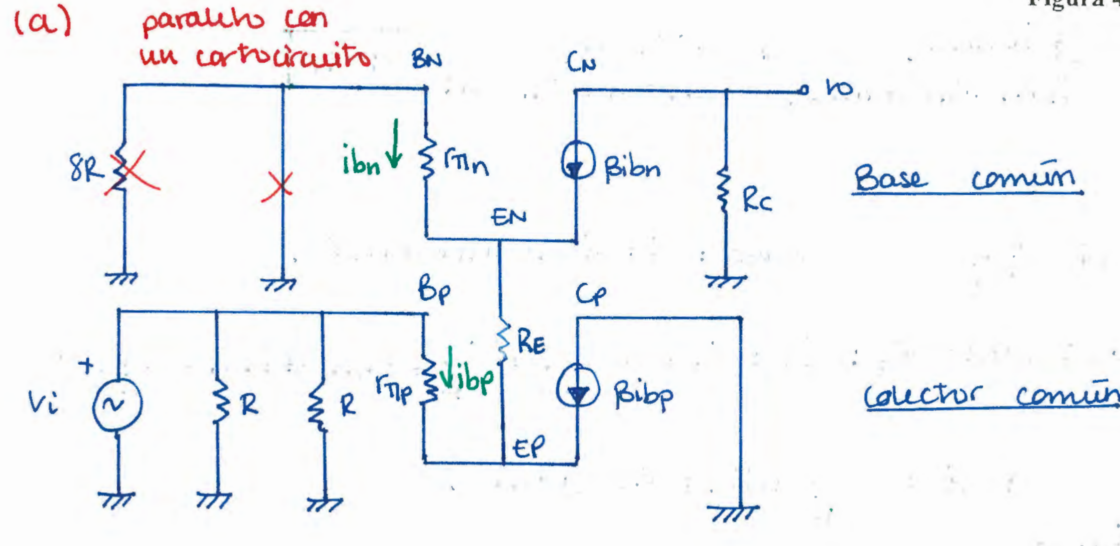
DATOS

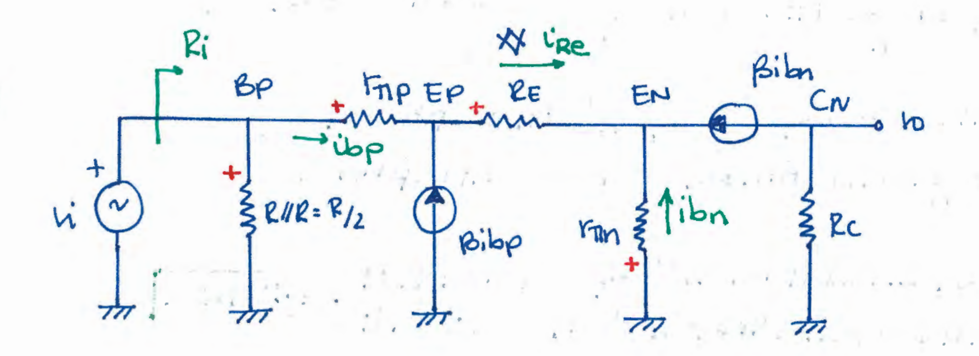
Para ambos transistores:

$r_\pi = h_{ie} = 1{,}25\ \text{k}\Omega$; $r_o = h_{oe}^{-1} = \infty$; $\beta = h_{fe} = 100$.

A la frecuencia de la señal los condensadores pueden tratarse como cortocircuitos

(a) paralelo con un cortocircuito





(b) TN ≡ BASE COMÚN , TP ≡ COLECTOR COMÚN

(c) ¿ $A_v = v_o/v_i$?

· Nudo E_p: $i_{bp} + \beta i_{bp} = i_{Re}$
Nudo E_n: $i_{bn} + \beta i_{bn} = -i_{Re}$
} $i_{bp} = -i_{bn}$

$v_o = -\beta i_{bn} \cdot R_C$ $r_{\pi n} = r_{\pi p}$

$-v_i + r_{\pi p} i_{bp} + (\beta+1) i_{bp} R_e - r_{\pi n} i_{bn} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow -v_i + r_\pi(-i_{bn}) + (\beta+1)(-i_{bn}) R_e - r_\pi i_{bn} = 0$

$v_i = -i_{bn}(r_\pi + (\beta+1)R_e + r_\pi) \equiv (2r_\pi + (\beta+1)R_e) \cdot i_{bn}$

$$\boxed{v_o/v_i} = \frac{-\beta i_{bn} \cdot R_C}{-i_{bn}(2r_\pi + (\beta+1)R_e)} = +\frac{100 \cdot 5k}{2 \cdot 1'25k + 101 \cdot 0'5k} = \boxed{9'43}$$

(d) ¿ R_i ? $R_i = v_i/i_i$ Tenemos: $v_i = -i_{bn}(2r_\pi + (\beta+1)R_e)$

además: nudo B_p: $i_i = i_{bp} + \frac{v_i}{R/2} = \frac{v_i 2}{R} - i_{bn} \Rightarrow i_{bn} = \frac{v_i 2}{R} - i_i$

$$\Rightarrow v_i = \left(-\frac{2v_i}{R} + i_i\right)(2r_\pi + (\beta+1)R_e)$$

$$v_i\left(1 + \frac{2}{R}(2r_\pi + (\beta+1)R_e)\right) = i_i(2r_\pi + (\beta+1)R_e)$$

$$\boxed{R_i = v_i/i_i} = \frac{2r_\pi + (\beta+1)R_e}{1 + \frac{2}{R}(2r_\pi + (\beta+1)R_e)} = \frac{R[2r_\pi + (\beta+1)R_e]}{R + 2(2r_\pi + (\beta+1)R_e)} =$$

$$= \frac{2'4k(2 \cdot 1'25k + 101 \cdot 0'5k)}{2'4k + 2(2 \cdot 1'25k + 101 \cdot 0'5k)} = \frac{127'2M}{108'4k} = \boxed{1'17k\Omega}$$

Ejercicio 3. El circuito de la figura 3 es un amplificador de pequeña señal de dos etapas. Se pide:

a) Calcular el punto de polarización de los dos transistores, es decir, la corriente de colector I_C (indicando su sentido) y la tensión V_{CE}. ¿Cuál es el nivel de continua en el nodo de salida, V_O? **(1,0 p)**

b) Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal **(0,5 p)**

c) Calcular la ganancia de tensión $A_v = v_o/v_g$ y la impedancia de entrada $R_i = v_g/i_g$ **(1,0 p)**

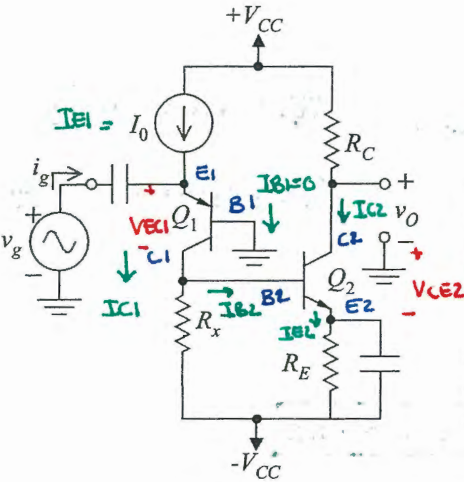


Figura 3

DATOS:

$V_{CC} = 5$ V; $R_C = 5$ kΩ; $R_E = 1$ kΩ; $R_X = 1{,}6$ kΩ; $I_0 = 1$ mA.

$V_t = 0{,}025$ V.

$V_{\gamma E} = 0{,}6$ V, $\beta = 100$, $V_A \to \infty$ (para ambos transistores)

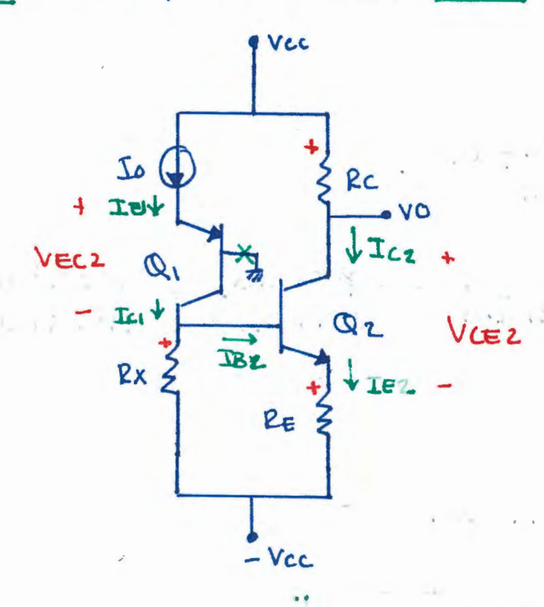
Los dos condensadores del circuito tienen una capacidad muy elevada, de tal manera que su impedancia es despreciable a la frecuencia de la señal. La fuente de corriente continua es ideal.

(a) $I_{C1} = I_{E1}$ (xq $I_{B1} = 0$) $= I_0 = 1$mA

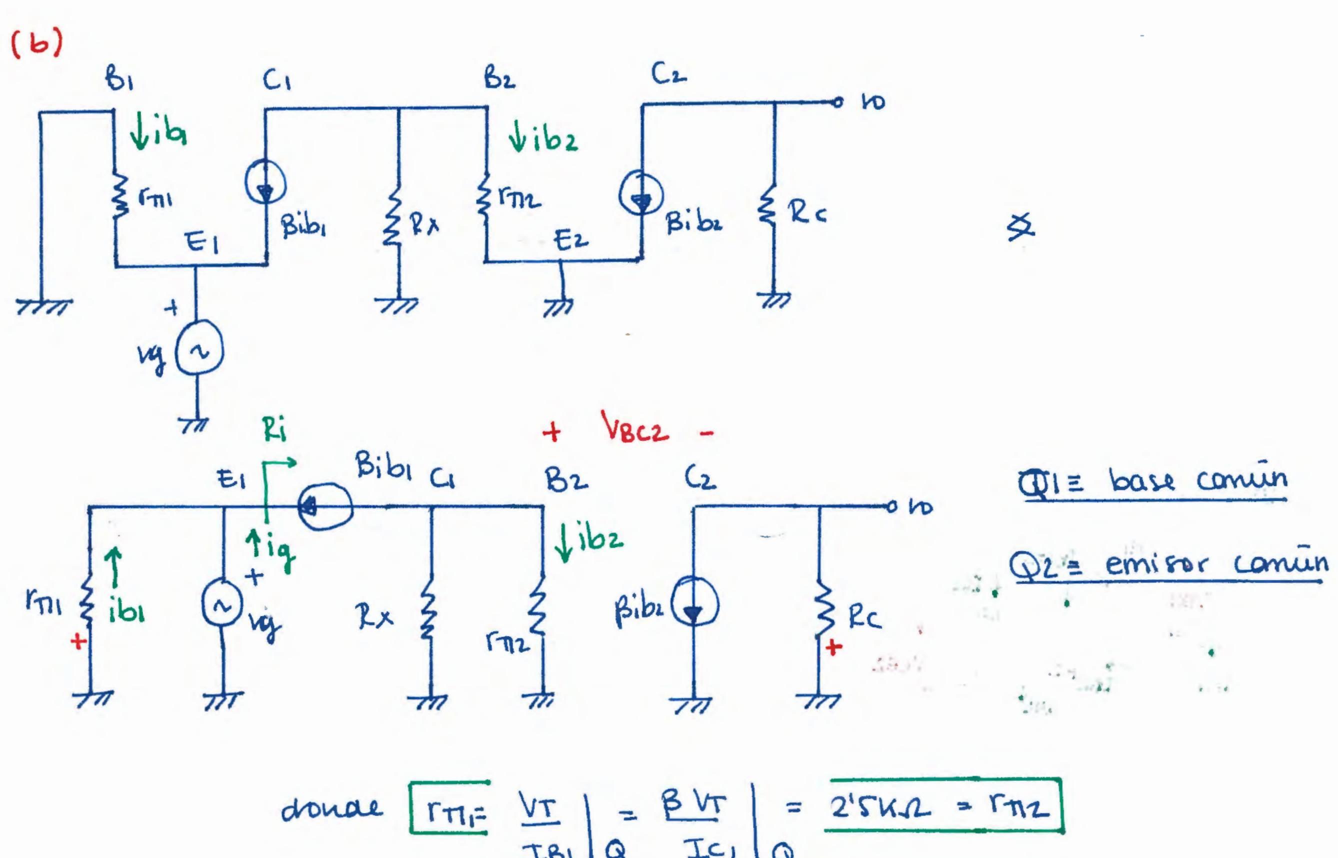
$I_{C2} = 1$mA

$V_{EC1} = 4'03$V

$V_{CE2} = 4'23$V



(b)



donde $r_{\pi 1} = \frac{V_T}{I_{B1}}\Big|_Q = \frac{\beta V_T}{I_{C1}}\Big|_Q = 2'5k\Omega = r_{\pi 2}$

(c) ¿ $A_v = v_o/v_g$? ¿ $R_i = v_g/i_g$?

$v_o = -\beta i_{b2} R_c \qquad v_g = -r_{\pi 1} \cdot i_{b1}$

Divisor de corriente: $i_{b2} = \frac{R_x}{R_x + r_{\pi 2}} (i_{b1} \beta)$

$$A_v = v_o/v_g = \frac{+\beta^2 i_{b1} \cdot R_c R_x}{R_x + r_{\pi 2}} \cdot \frac{1}{-r_{\pi 1} i_{b1}} = -\frac{\beta^2 R_c R_x}{(R_x + r_\pi) r_\pi} = -\frac{100^2 \cdot 5k \cdot 1'6k}{(1'6k + 2'5k)2'5k} =$$

$$= -7804'9$$

Nudo E1:

$i_g + i_{b1} + \beta i_{b1} = 0 \Rightarrow i_g = -(\beta+1) i_{b1}$

$$R_i = v_g/i_g = \frac{-r_{\pi 1} \cdot i_{b1}}{-(\beta+1) i_{b1}} = \frac{r_\pi}{\beta+1} = 25\ \Omega$$

Ejercicio 3. En el circuito amplificador de la figura 3:

a) Calcule el punto de trabajo del JFET y demuestre que está en saturación. **(1 p.)**
b) Dibuje el circuito equivalente en pequeña señal y a frecuencias medias. **(0,5 p.)**
c) Calcule la transconductancia, g_m. **(0,3 p.)**
d) Calcule la ganancia en tensión, v_o/v_i. **(0,7 p.)**

Realice las simplificaciones que considere oportunas, explicándolas.

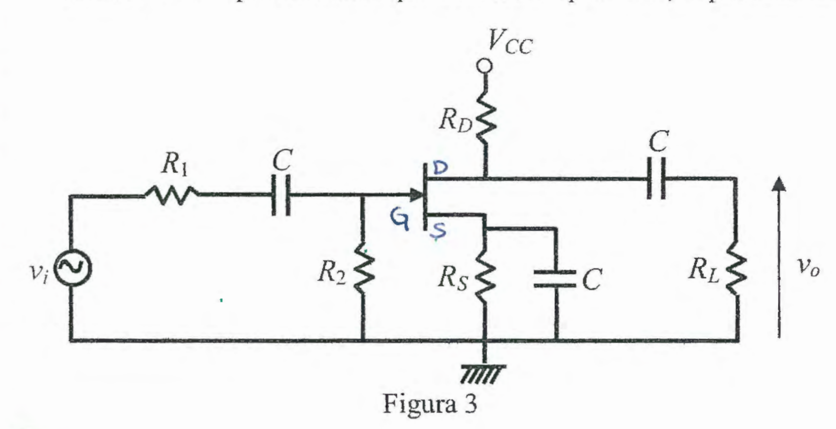


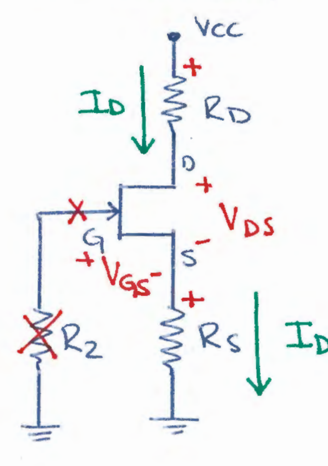
Figura 3

DATOS

Del circuito: R_1= 1 kΩ; R_2= 10 MΩ; R_S= 0,3 kΩ; R_D= 1 kΩ; R_L= 20 kΩ; V_{CC}= 10 V; C→ ∞.

Del JFET: $|V_t| = 4$ V, k=0,625 mA/V², Ec. de saturación: $I_D = k(V_{GS} - V_t)^2$

(a) análisis de continua:



EE: $V_{GS} + I_D R_S = 0 \Rightarrow V_{GS} = -I_D R_S$

ES: $I_D(R_S + R_D) + V_{DS} - V_{CC} = 0$

Suponemos JFET ≡ SAT { hipótesis: $I_D = k(V_{GS}-V_t)^2$; condiciones: $V_{GS} \geq V_t$, $V_{DS} \geq V_{DS}$ }

EE ↓

$I_D = k(V_{GS}-V_t)^2 = k(-I_D R_S - V_t)^2 = k(I_D R_S + V_t)^2$

$= k(I_D^2 R_S^2 + 2 I_D R_S V_t + V_t^2)$

$k R_S^2 I_D^2 + I_D(2kR_S V_t - 1) + \overset{I_{DSS}}{V_t^2 k} = 0$

$56'25 I_D^2 - 2'5 I_D + 0'01 = 0$ → ~~$I_D = 39'8$mA~~ ; $I_D = 4'4$mA

[el valor de I_D = 39'82 mA no vale porque:
* I_D no puede superar la $I_{DSS} = kV_t^2$ = 10mA
* ese valor no cumple la 1ª condición de saturación.

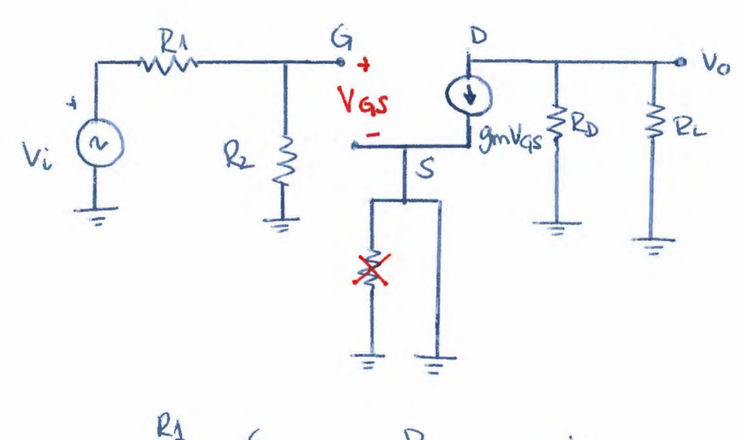
EE ⇒ $-I_D \cdot R_S = -4'4$ mA $\cdot$ 0'3 k $= -1'32$ V $= V_{GS} \geq V_t$ ✓

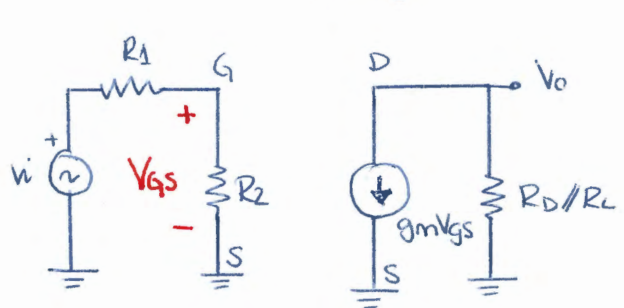
ES ⇒ $V_{DS} = V_{CC} - I_D(R_S + R_D) = 10 - (0'3 + 1) \cdot 4'4 = 4'28$ V $\geq 2'68$ V ✓

$V_{DS,sat} = V_{GS} - V_t = -1'32 - (-4) = 2'68$ V

EL FET ESTÁ EN SATURACIÓN

(b) Circuito equivalente en pequeña señal:





(c) $G_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q = \frac{\partial}{\partial V_{GS}}\left[k(V_{GS}-V_t)^2\right]_Q = 2k(V_{GS}-V_t)\Big|_Q =$

$= 2 \cdot 0'625\,[-1'32-(-4)] = \underline{3'35\ mS}$

(d) * DIVISOR DE TENSIÓN: $V_{GS} = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_i \Rightarrow v_i = \frac{R_1+R_2}{R_2} V_{GS}$

* $v_o = -g_m V_{GS}(R_D//R_L)$

Finalmente $\underline{v_o/v_i} = \frac{-g_m V_{GS}(R_D//R_L)}{((R_1+R_2)/R_2)V_{GS}} = \frac{-g_m R_2(R_D//R_L)}{R_1+R_2} = -g_m R_D =$

$R_1 = 1k\Omega$
$R_2 = 10M\Omega$ } Despreciamos R_1 en R_1+R_2

$R_D = 1k\Omega$
$R_L = 20k\Omega$ } Despreciamos $R_D//R_L$

$= -3'35 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{3} =$

$= \underline{-3'35}$

adimensional.

Ejercicio 2. La disrupción entre drenador y puerta en un JFET puede modelarse como un JFET en el que no hubiera ninguna disrupción junto con un diodo zéner entre drenador y puerta, tal como se indica en el interior de la zona de puntos de la figura 2. En el circuito de la figura se conoce el valor de I=1 mA y V_{DS}=5 V.

Para ese punto de polarización existen dos posibles valores de V_{GS}, uno (V_{GS1}) en el que el diodo zener no está en disrupción, y otro (V_{GS2}) en el que sí lo está. Se pide:

a) Calcular V_{GS1} **(0,5 p.)**
b) Calcular V_{GS2} **(0,5 p.)**
c) Calcular la impedancia de salida en pequeña señal R_{01} para $V_{GS} = V_{GS1}$, teniendo en cuenta que R_L es la resistencia de carga **(0,5 p.)**
d) Calcular lo mismo (R_{02}) para $V_{GS} = V_{GS2}$ **(1,0 p.)**

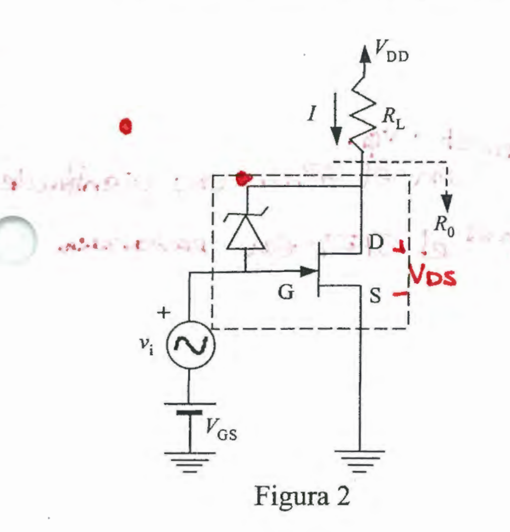


Figura 2

DATOS:

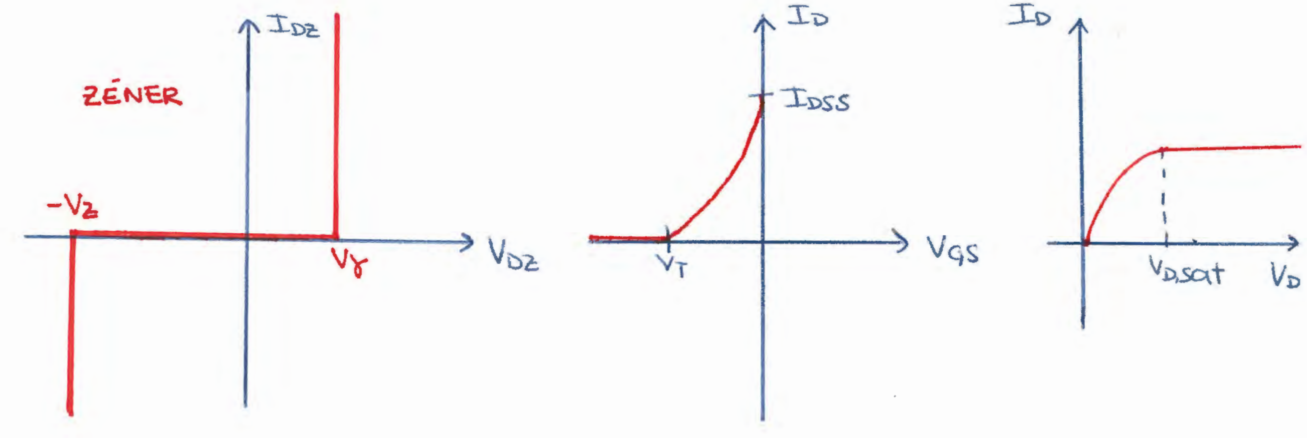
Para las condiciones del problema, el JFET es equivalente a un MOSFET de canal n de deplexión (*FET normalmente ON*):

$\Leftrightarrow$

En saturación, $i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_T}\right)^2$

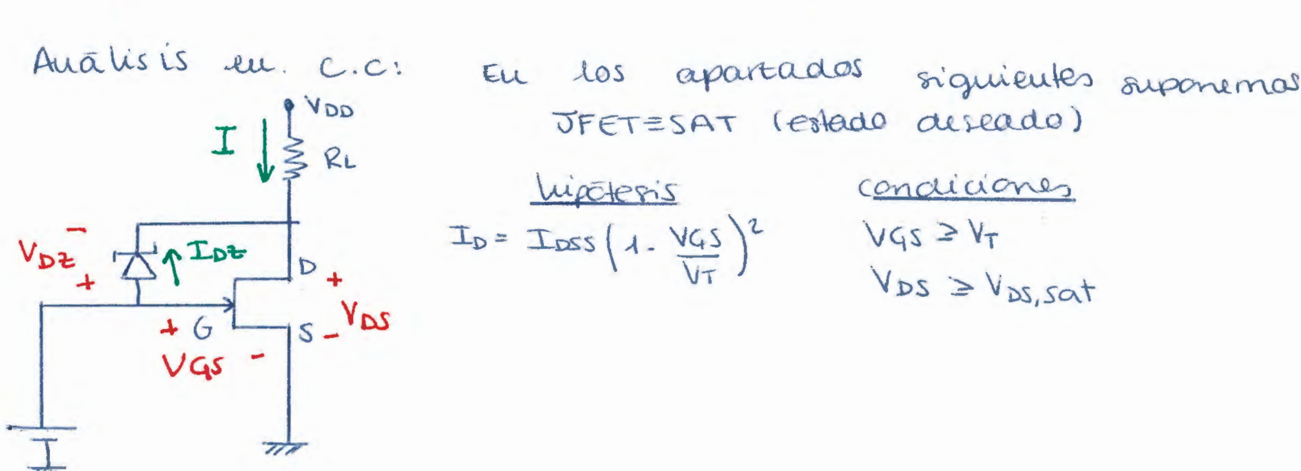
I_{DSS} = 4 mA; V_T = - 4 V; $V_A \to \infty$

Diodo zéner, modelo lineal por tramos con V_γ = 0,7 V; V_Z = 8 V



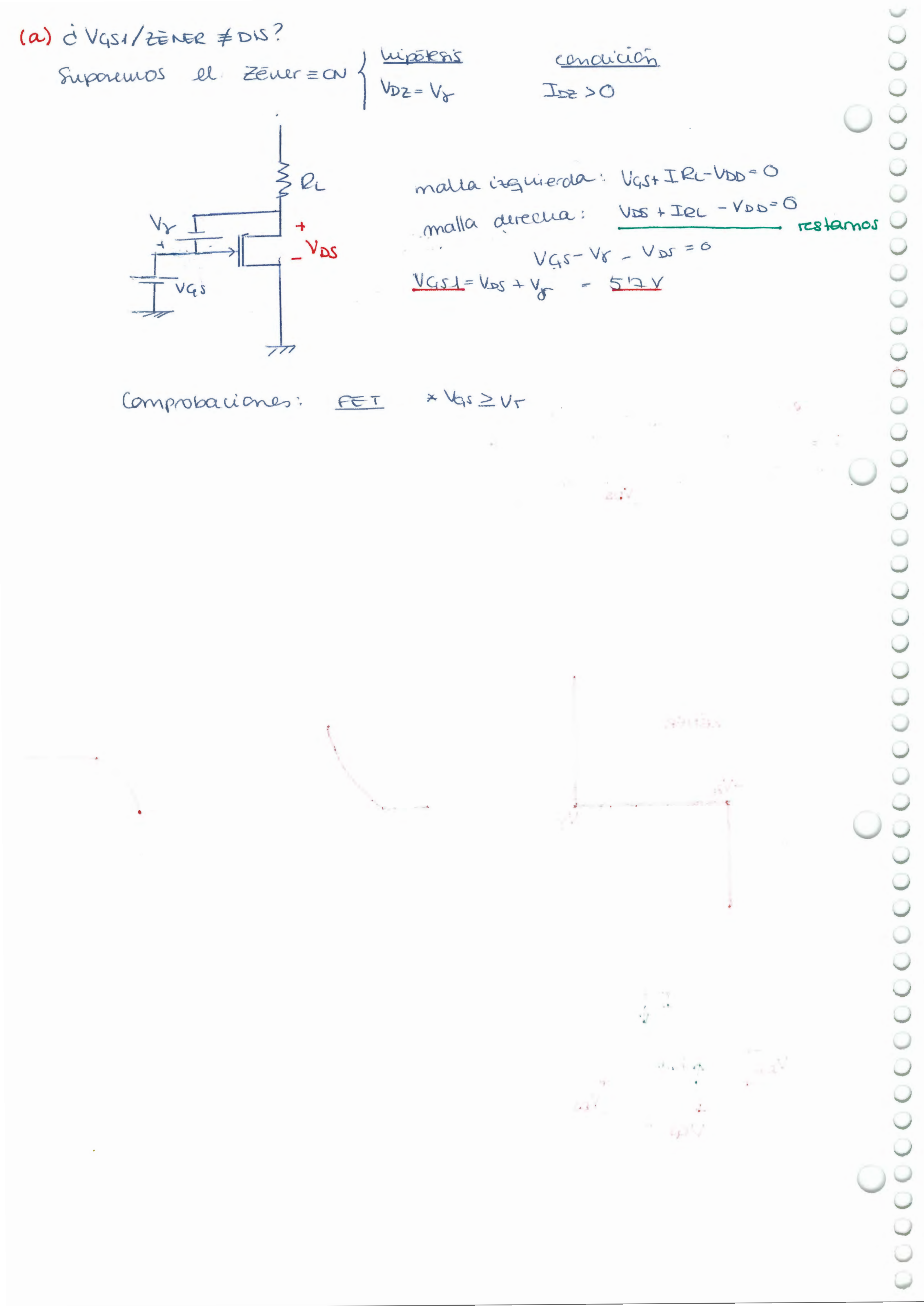
Análisis en C.C:

En los apartados siguientes suponemos JFET≡SAT (estado deseado)



hipótesis: $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$

condiciones: $V_{GS} \geq V_T$, $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$



(a) ¿ V_{GS1} / ZENER ≢ DIS?

Suponemos el Zener ≡ ON

hipótesis	condición
$V_{DZ} = V_\gamma$	$I_{DZ} > 0$

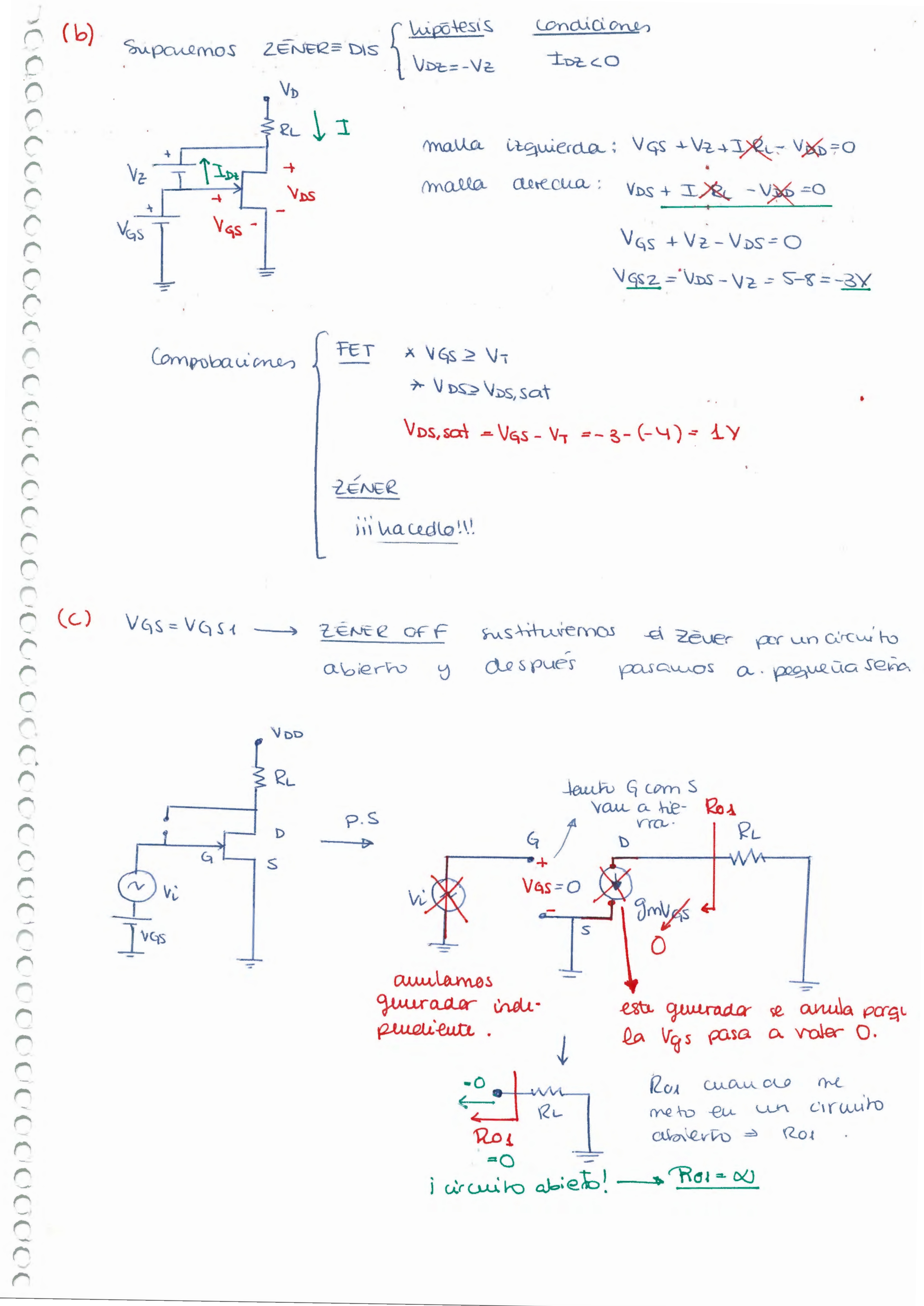
malla izquierda: $V_{GS} + I R_L - V_{DD} = 0$

malla derecha: $V_{DS} + I R_L - V_{DD} = 0$ restamos

$V_{GS} - V_\gamma - V_{DS} = 0$

$V_{GS1} = V_{DS} + V_\gamma = 5'7\,V$

Comprobaciones: FET * $V_{GS} \geq V_T$



(b) Supouemos ZÉNER ≡ DIS
- hipótesis: $V_{DZ} = -V_Z$
- condiciones: $I_{DZ} < 0$

malla izquierda: $V_{GS} + V_Z + I R_L - V_{DD} = 0$

malla derecha: $V_{DS} + I R_L - V_{DD} = 0$

$V_{GS} + V_Z - V_{DS} = 0$

$V_{GSZ} = V_{DS} - V_Z = 5 - 8 = -3V$

Comprobaciones
- FET
  - $V_{GS} \geq V_T$
  - $V_{DS} \geq V_{DS,sat}$

  $V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = -3 - (-4) = 1V$
- ZÉNER

  ¡¡¡hacedlo!!!

(c) $V_{GS} = V_{GS1}$ ⟶ ZÉNER OFF sustituiremos el zéner por un circuito abierto y después pasamos a pequeña señal

anulamos generador independiente.

este generador se anula porque la V_{gs} pasa a valer 0.

R_{o1} cuando me meto en un circuito abierto ⇒ R_{o1}.

¡circuito abierto! ⟶ $R_{o1} = \infty$

(d) $V_{GS} = V_{GSZ} \longrightarrow$ ZENER ≡ DIS

Sustituiremos el Zener por una pila de tensión continua ($-V_Z$), que en p.s se anulará convirtiéndose en un corto circuito.

R_L

V_i + $V_{GS}=0$ − $g_m V_{GS}$ 0

Este generador queda anulado porque $V_{GS}=0$

R_{O2}

R_L

$R_{O2} = 0$

¡no encontramos ninguna resistencia a la derecha!

JUNIO 2007

Ejercicio 2.

La figura muestra un circuito amplificador en fuente común realizado con el transistor MOS de deplexión (normalmente ON) T_1 polarizado con una fuente de corriente I_{DD} que se puede suponer ideal a todos los efectos. En pequeña señal y frecuencias medias, el conjunto de dos terminales formado por el transistor T_2 (MOST de acumulación o normalmente OFF) y la resistencia R_2 se comporta como una resistencia equivalente R_{EQUIV}.

Se le pide calcular:

a) El valor V_L e I_L, verificando que los transistores operan en saturación.

b) El valor de $R_{EQUIV} = v_l / i_l$.

c) El valor de la transimpedancia v_l / i_g de pequeña señal y frecuencias medias del circuito.

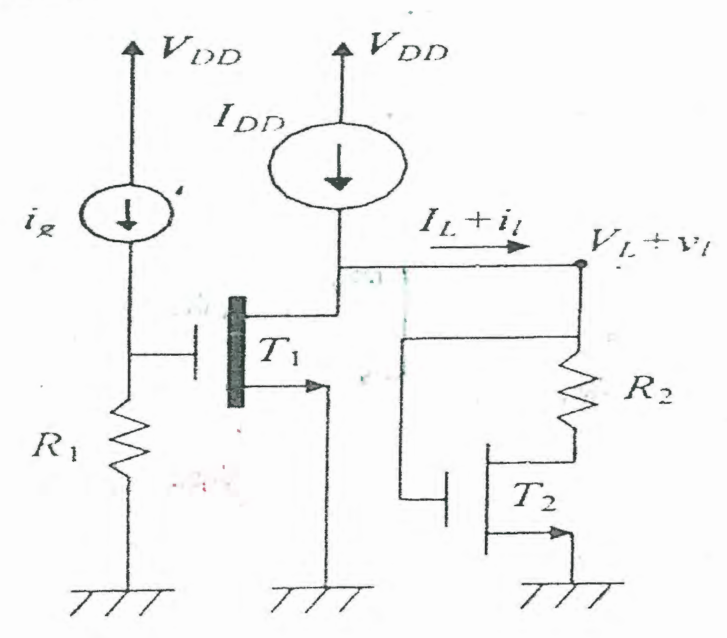
DATOS:

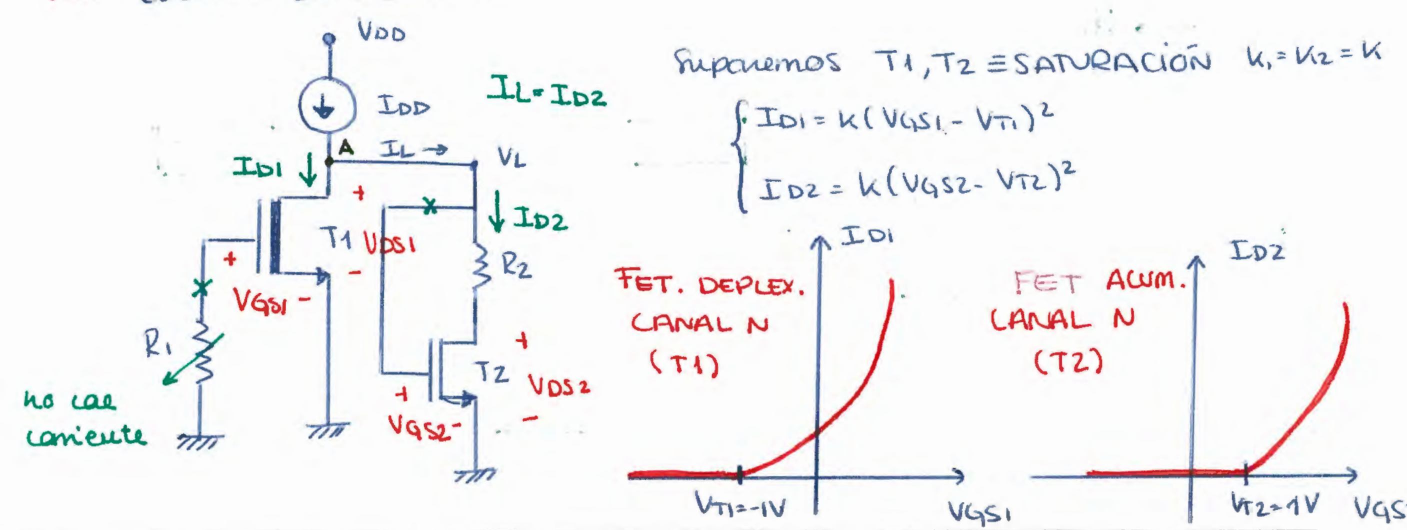
$V_{DD} = 20V, I_{DD} = 5mA, R_1 = 10k\Omega, R_2 = 125\Omega$

Para ambos MOSFET:

$i_D = k(v_{GS} - V_T)^2$ en saturación.

$|V_{T1}| = |V_{T2}| = 1V, k_1 = k_2 = 1mA/V^2$





* Datos del circuito:

$I_L = I_{D2}$

$V_{GS1} = 0\,V$

$V_{GS2} = V_L = V_{DS1}$

* Nudo A: $I_{DD} = I_{D1} + I_L$

$\Rightarrow \boxed{I_L} = I_{DD} - I_{D1} =$

$= I_{DD} - k(\underset{0}{V_{GS1}} - \underset{-1}{V_{T1}})^2 =$

$= 5m - 1m\,(1)^2 = \boxed{4mA}$

$I_L = I_{D2}$

* $V_{GS1} = 0V \geq V_{T1}$ ok!

* $V_{DS1} = V_L = 3V \geq V_{DS,sat1}$ ok!

$V_{DS,sat1} = V_{GS1} - V_{T1} = 0 - (-1) = 1V$

* $I_L = I_{D2} = k(\overset{V_L}{V_{GS2}} - V_{T2})^2$

$\boxed{V_L} = V_{T2} \pm \sqrt{I_L/k} = 1 \pm \sqrt{4m/1m} = \pm 2$ → $3V$ / → $\xcancel{-1V}$

no nos vale xq no cumple la 1ª condición en el T2

$V_L \geq V_{T2}$ ok! →

$V_L = V_{GS2}$

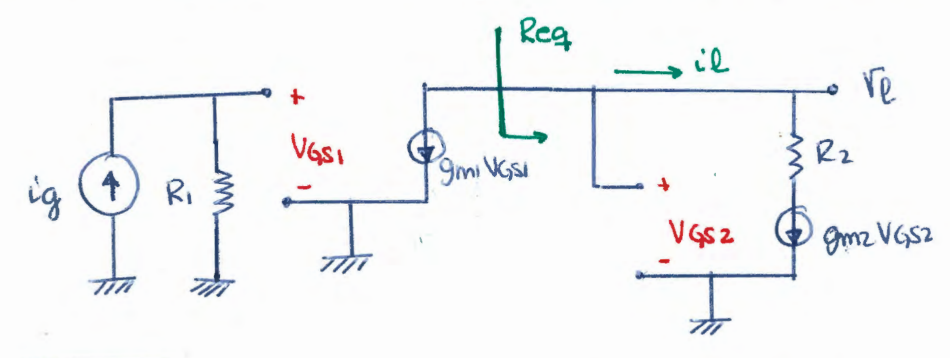
* $V_L = V_{DS2} + I_{D2} R$

$V_{DS2} = V_L - I_{D2} R_2 = 3 - 4m \cdot 125 = 2'5\,V \geq V_{DS,sat2}$ ok!

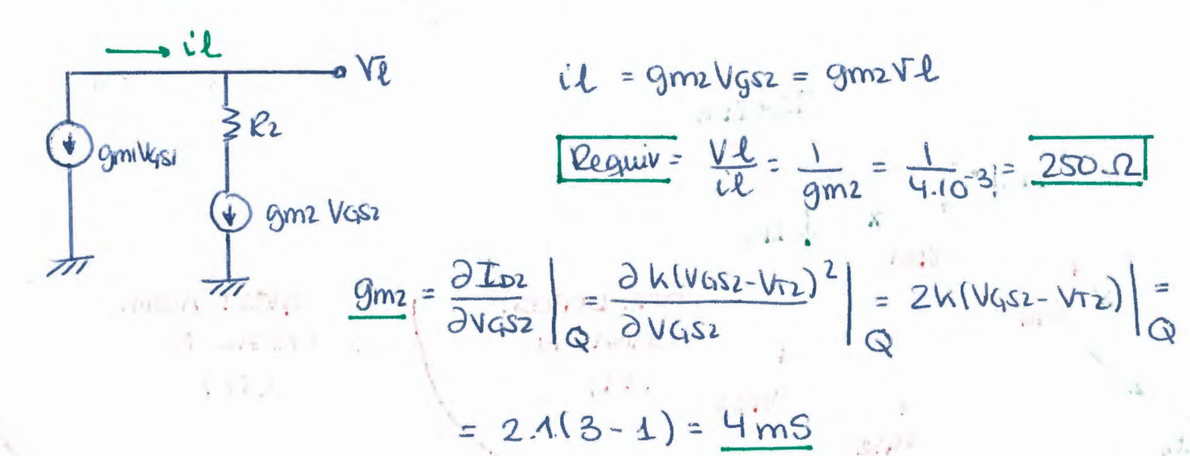
$V_{DS,sat2} = V_{GS2} - V_{T2} = 3 - 1 = 2V$

$\Rightarrow$ T1 y T2 $\equiv$ SATURACIÓN

(b) Circuito en pequeña señal y a frecuencias medias:



$\boxed{V_{GS2} = V_L}$ Nos fijamos sólo en la etapa de la derecha:



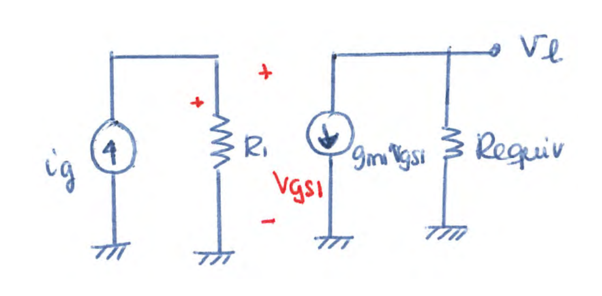
$i_l = g_{m2} V_{GS2} = g_{m2} V_l$

$\boxed{R_{equiv}} = \frac{V_l}{i_l} = \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{4 \cdot 10^{-3}} = \boxed{250\,\Omega}$

$g_{m2} = \left.\frac{\partial I_{D2}}{\partial V_{GS2}}\right|_Q = \left.\frac{\partial k(V_{GS2} - V_{T2})^2}{\partial V_{GS2}}\right|_Q = \left. 2k(V_{GS2} - V_{T2})\right|_Q =$

$= 2 \cdot 1 (3 - 1) = 4\,mS$

(c) Vamos a usar la Requiv vista en (b)



* $v_l = -g_{m1}V_{gs1} \cdot R_{equiv}$

* $i_g = V_{gs1}/R_1$

$$\boxed{v_l/i_g} = \frac{-g_{m1}V_{gs1} \cdot R_{equiv}}{V_{gs1}/R_1} = -g_{m1}R_{equiv}R_1 =$$

$$g_{m1} = 2(k(V_{gs1}-V_{T1}))\Big|_Q = 2 \cdot 1m(0-(-1)) = 2mS$$

$$= -2m \cdot 250 \cdot 10K =$$

$$\boxed{= -5\,k\Omega}$$

Ejercicio 5

El circuito de la figura 5 muestra un amplificador diferencial realizado con transistores bipolares npn, polarizado con una fuente de corriente ideal. Calcule:

a) Los valores de tensión continua en los nodos E, O y P, si $R_1 = R_2$. **(0,7p)**

b) Idem **a)** si $R_1 = R_2/2$. **(0,7p)**

c) El factor de rechazo al modo común (CMRR) del amplificador en decibelios (dB) para la situación del apartado **a)**, es decir $R_1 = R_2$, si el parámetro de pequeña señal r_o de los dos transistores es $r_o = 30\ k\Omega$ en el punto de trabajo. **(0,6p)**

DATOS:

$V_{CC} = 10\ V$
$R_2 = 6\ k\Omega$
$V_T = 25\ mV$

De la fuente de corriente:

$I_{CC} = 2\ mA$
$R_{equivalente} \rightarrow \infty$

De ambos transistores, en el punto de trabajo:

$V_{BE} \approx V_{\gamma E} = 0{,}7\ V$
$\beta = h_{fe} = 100$
$r_o = h_{oe}^{-1} = 30\ k\Omega$

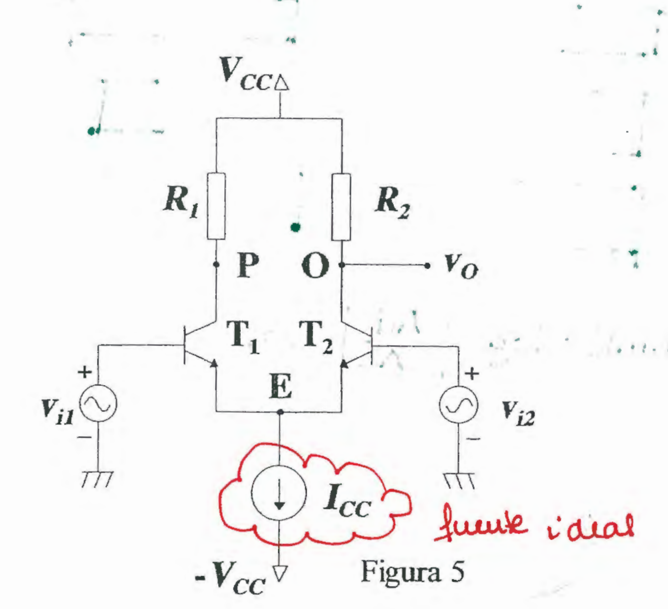
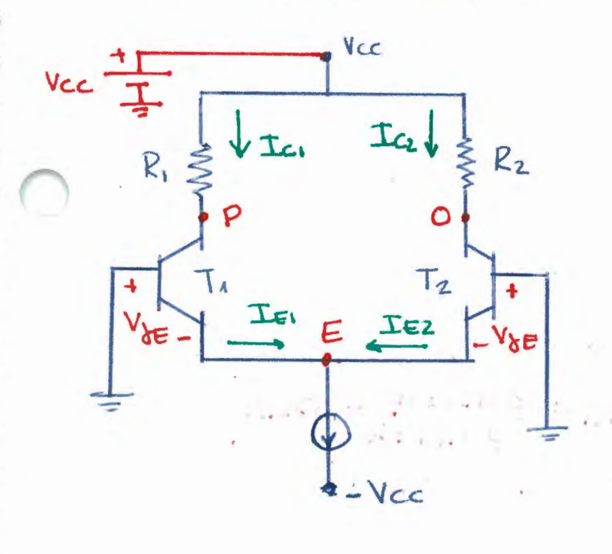


Figura 5

(a) Análisis en C.C.



NB: supondremos $T_1, T_2 \equiv$ ACTIVA (sin comprobarlo) $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} \\ I_C = \beta I_B \end{cases}$

Como tenemos un circuito completamente simétrico, la corriente I_{CC}, se reparte equitativamente entre las dos ramas, con lo que $I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{CC}}{2}$

Además sabemos que $I_E = (\beta+1) I_B = \frac{I_{CC}}{2}$ ← tanto I_{B1} como I_{B2}

$I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B = \frac{\beta I_{CC}}{2(\beta+1)} = 0'99\ mA \approx 1\ mA$

* $V_P = V_{CC} - I_{C1} R_1 = 10 - 1mA \cdot 6K = 4V$
* $V_O = V_{CC} - I_{C2} R_2 = 10 - 1mA \cdot 6K = 4V$
* $V_E = -V_{\gamma E} = -0'7V$

(b) A priori no podemos afirmar que $I_{E1} = I_{E2}$ porque el circuito no es completamente simétrico. ($R_1 \neq R_2$)

Sin embargo si recordamos el modelo de Ebers-Moll aproximado para activa: $\boxed{I_E = I_{ES} \cdot e^{V_{BE}/V_t}}$ observamos que I_E sólo depende de V_{BE}: Como $T_1, T_2 \equiv$ ACTIVA y son iguales, se cumple que

$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{\gamma E}$, y por lo tanto $\boxed{I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{CC}}{2}}$

$I_{C1} = I_{C2} = 1\,mA$

* $\boxed{V_P} = V_{CC} - R_1 I_{C1} = \boxed{10 - 1.3 = 7\,V}$

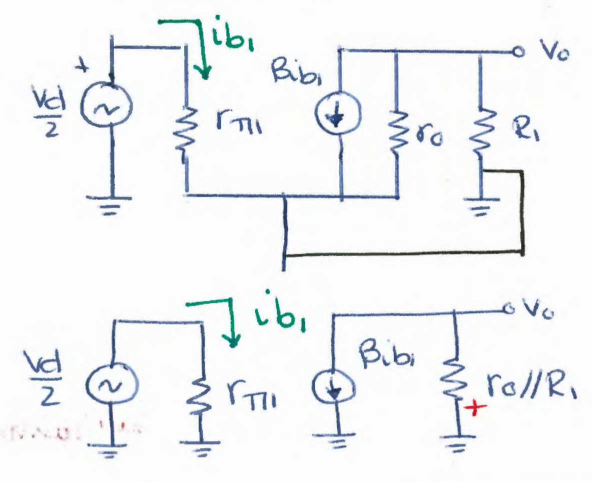
* $\boxed{V_o = V_{CC} - I_{C2} R_2 = 10 - 1.6 = 4\,V}$

* $\boxed{V_E = -V_{\gamma E} = -0'7\,V}$

(c) $CMMR = \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| 20.$

V_o, βi_{b1}, r_o, R_1, R_2, r_o, βi_{b2}, $r_{\pi 2}$, V_{i2}, V_{i1}

<u>MODO DIFERENCIAL</u> Ataque antisimétrico



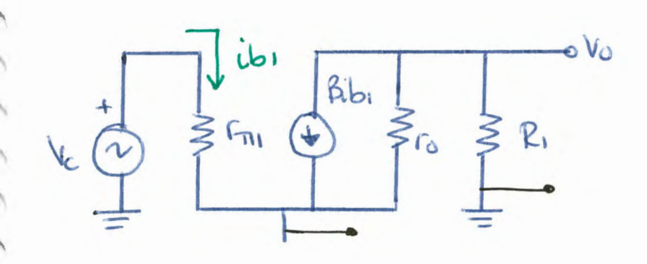
$r_o // R_1 = \frac{30k \cdot 6k}{30k + 6k} = 5k\Omega$

* $\frac{V_d}{2} = i_{b1} r_{\pi 1} \Rightarrow \boxed{V_d = 2 i_{b1} r_{\pi 1}}$

* $\boxed{+V_{od} = +\beta i_b (r_o // R_1)}$

$\boxed{A_d = \frac{V_{od}}{V_d}} = \frac{\beta i_b (r_o // R_1)}{2 i_{b1} r_{\pi 1}} = \frac{100 \cdot 5k}{2 \cdot 2'5k} = \boxed{100}$

MODO COMÚN   Ataque simétrico



* $V_{oc} = i_{b1} \cdot R_1$

* malla 1: $V_c - i_{b1} r_{\pi 1} - (\beta+1) i_{b1} \cdot r_o - i_{b1} R_1 = 0$

$$V_c = i_{b1}\left[r_{\pi 1} + (\beta+1)\, r_o + R_1\right]$$

$$\boxed{A_c} = \frac{V_{oc}}{V_c} = \frac{i_{b1} R_1}{i_{b1}\left[r_{\pi 1} + (\beta+1) r_o + R_1\right]} = \frac{6k}{2'5k + 10 \; 30k + 6k} = \boxed{0'00199}$$

Finalmente:

$$\boxed{CMRR} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = 20 \log \left| \frac{100}{0'00199} \right| = \boxed{94 dB}$$

Ejercicio 4.

En el amplificador diferencial de la figura la fuente corriente es ideal, es decir, su resistencia equivalente en pequeña señal es infinita. Pese a ello, el factor de rechazo al modo común (*CMRR*) del circuito no es infinito debido al efecto Early de los transistores. Se pide:

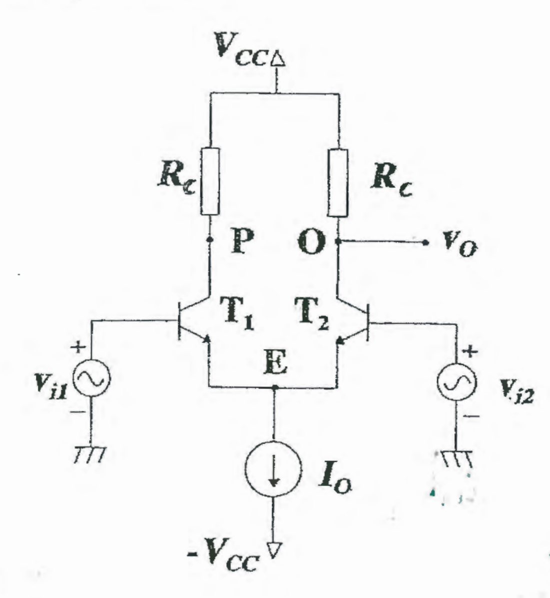
a) Analizar el circuito en continua, calculando I_C y V_{CE} de los dos transistores. Desprecie el Efecto Early sólo en este apartado.

b) Calcular la ganancia en modo común y pequeña señal $A_c = \frac{v_0}{v_{ic}}$ para $v_{i1} = v_{i2} = v_{ic}$.

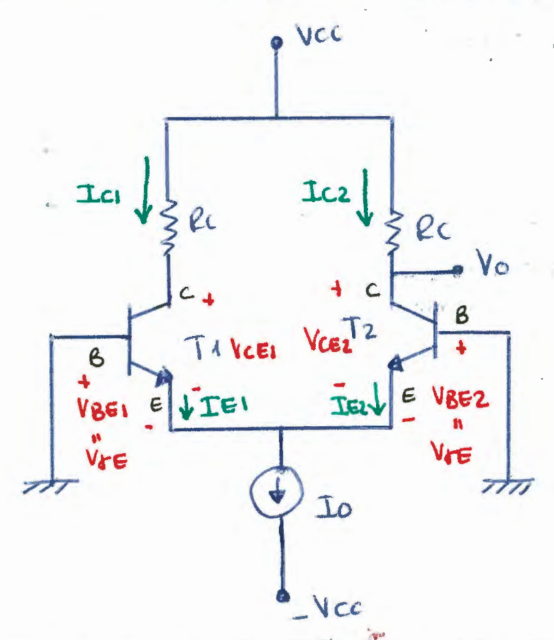
c) Calcular la ganancia en modo diferencial y pequeña señal $A_d = \frac{v_0}{v_{id}}$ para $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$.

d) Calcular el factor de rechazo al modo común en dB.

DATOS:
$R_C = 10k\Omega; V_{CC} = 15V; I_0 = 2mA$.
$\beta = 100; V_{\gamma E} \cong 0,7V; V_A = 50V; V_C = 0,025V$.



Circuito para análisis en c.c:



(a) Suponemos $T_1, T_2 \equiv$ ACT

Por simetría: $I_{E1} = I_{E2} = I_0/2 = (\beta+1) I_B$

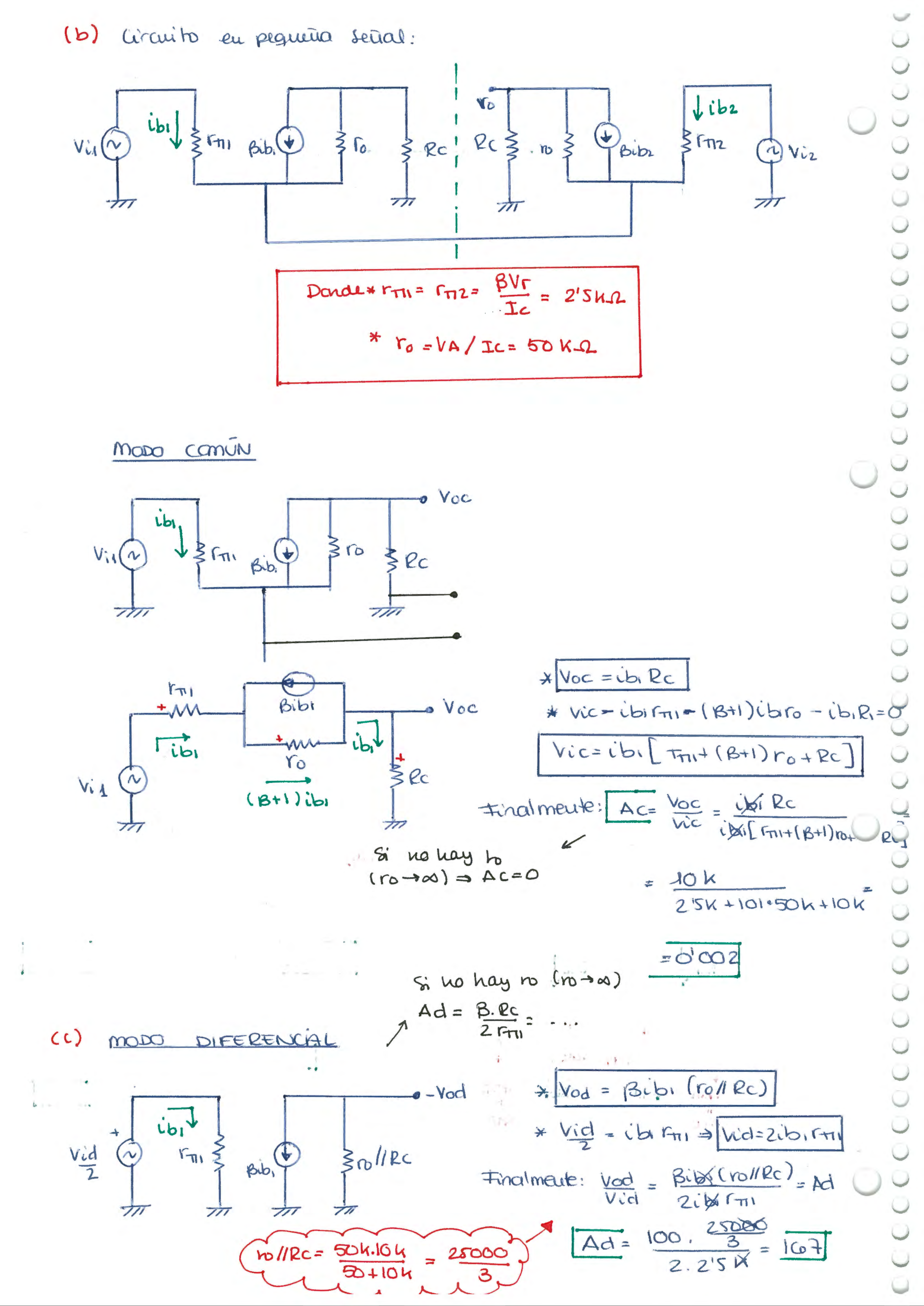
* $I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B = \frac{\beta}{2(\beta+1)} I_0 \simeq 1mA$

* $-V_{\gamma E} + V_{CE2} + I_{C2} R_C - V_{CC} = 0$

$\Rightarrow V_{CE2} = V_{CC} + V_{\gamma E} - I_{C2} R_C =$

$= 15 - 0'7 - 1m \cdot 10K = 5'7\,V$

$V_{CE2} = V_{CE1} = 5'7\,V$



(b) Circuito en pequeña señal:

Donde * $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta V_T}{I_C} = 2'5 k\Omega$

* $r_o = V_A / I_C = 50 K\Omega$

MODO COMÚN

* $V_{oc} = i_{b1} R_C$

* $V_{ic} - i_{b1} r_{\pi 1} - (\beta+1) i_{b1} r_o - i_{b1} R_1 = 0$

$V_{ic} = i_{b1} [r_{\pi 1} + (\beta+1) r_o + R_C]$

Finalmente: $A_C = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = \frac{i_{b1} R_C}{i_{b1} [r_{\pi 1} + (\beta+1) r_o + R_C]}$

$= \frac{10k}{2'5k + 101 \cdot 50k + 10k} =$

$= 0'002$

Si no hay r_o $(r_o \to \infty) \Rightarrow A_C = 0$

Si no hay r_o $(r_o \to \infty)$

$A_d = \frac{\beta \cdot R_C}{2 r_{\pi 1}} = \ldots$

(c) MODO DIFERENCIAL

* $V_{od} = \beta i_{b1} (r_o // R_C)$

* $\frac{V_{id}}{2} = i_{b1} r_{\pi 1} \Rightarrow V_{id} = 2 i_{b1} r_{\pi 1}$

Finalmente: $\frac{V_{od}}{V_{id}} = \frac{\beta i_{b1} (r_o // R_C)}{2 i_{b1} r_{\pi 1}} = A_d$

$r_o // R_C = \frac{50k \cdot 10k}{50 + 10k} = \frac{25000}{3}$

$A_d = \frac{100 \cdot \frac{25000}{3}}{2 \cdot 2'5 k} = 167$

c) $CMRR = 20\log\left|\frac{A_d}{A_c}\right| = 20\log\left|\frac{167}{0'002}\right| = 98'5\,dB$

Si $r_o \to \infty$: $CMRR = 20\log\left|\frac{A_d}{0}\right| = 20\log\infty = \infty$

Ejercicio 5. El amplificador diferencial de la figura 5.1 es completamente simétrico y la fuente de corriente continua es ideal.

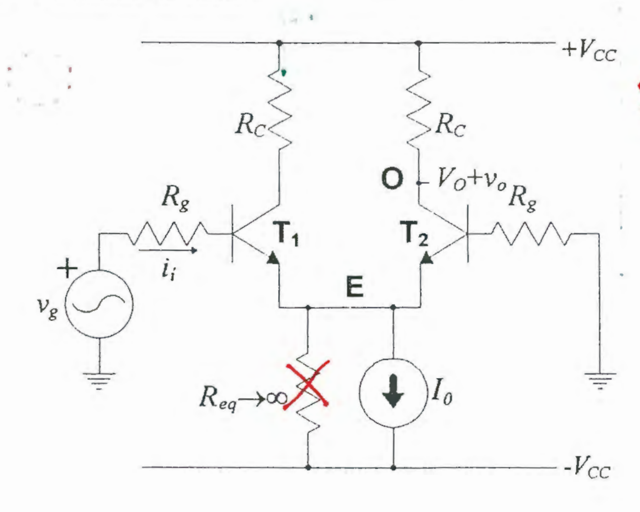


FIG. 5.1

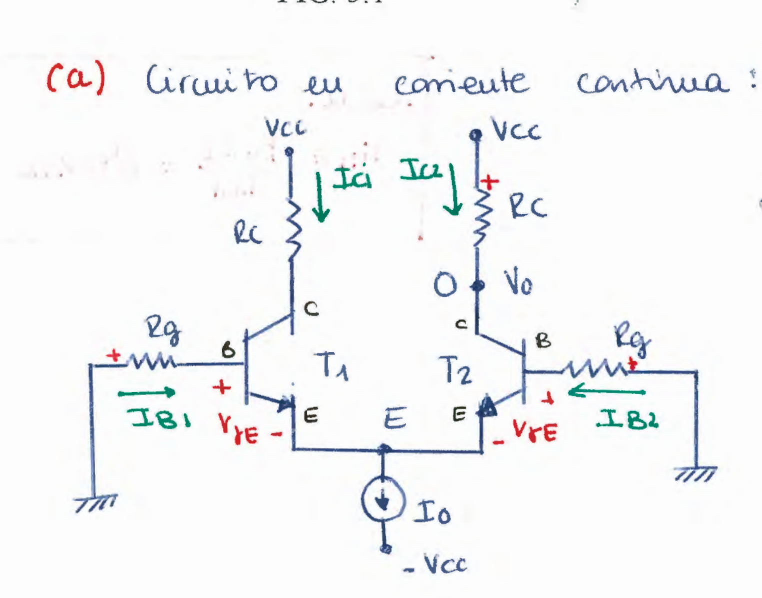
a) Calcular la tensión continua en los nodos O (V_O) y E (V_E) (0,6 p.)

b) Calcular la ganancia en pequeña señal v_o/v_g (1,0 p.)

c) Expresar la corriente i_i en función de v_g (0,4 p.)

DATOS:
$V_{CC} = 15$ V; $R_C = 10$ kΩ;
$R_g = 600$ Ω; $I_0 = 2$ mA;
$kT/e = 0,025$ V
Transistores:
$V_{BE} = 0,7$ V; $\beta = h_{fe} = 100$;
$r_\pi = h_{ie} = \beta(kT/e)/I_C$; $r_o^{-1} = h_{oe} = 0$

(a) Circuito en corriente continua: Suponemos $T_1 \equiv ACT \equiv T_2$ $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} \\ I_C = \beta I_B \end{cases}$



Por simetría: $I_{E1} = I_{E2} = I_0/2 = (\beta+1) I_B$

tanto I_{B1} como I_{B2} son ∡ iguales!

* $I_{B1} = I_{B2} = \dfrac{I_0}{2(\beta+1)} = 9'90 \mu A \approx 10 \mu$

* $I_{C1} = I_{C2} = I_B \beta = 1 mA$

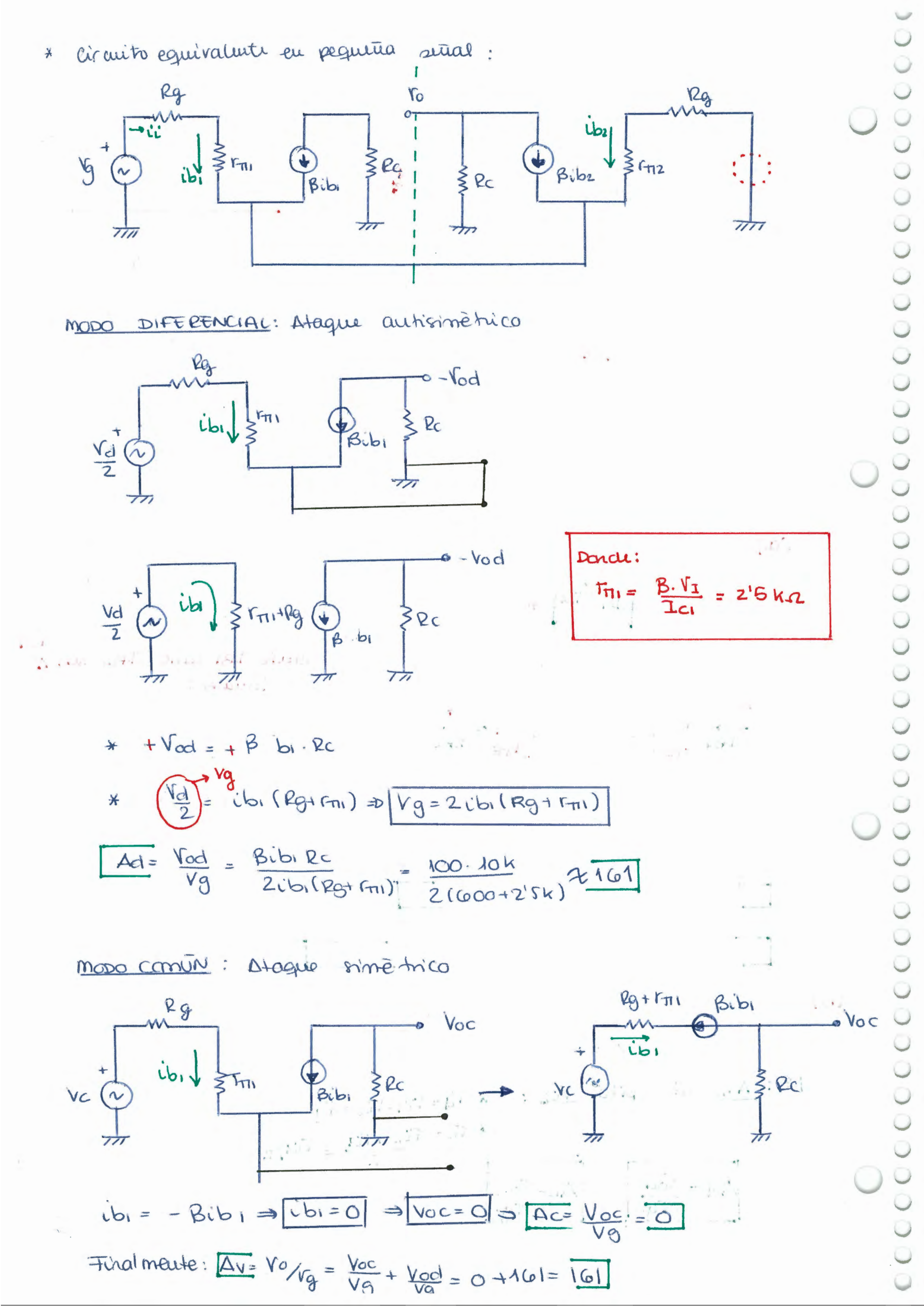
* $\boxed{V_O} = V_{CC} - I_{C2} R_C = 15 - 1m \times 10K = \boxed{5 V}$

* $\boxed{V_E} = - I_{B2} R_g - V_{\gamma E} = -10\mu \cdot 600 - 0'7 = \boxed{-0'706 V}$

(b) ¿V_o/V_g? Como siempre con A.D.s, vamos a dividir el estudio en modo común y modo diferencial

NB: A.D sin pila V_{i2}:
* $v_d = v_{i1} - v_{i2} = v_g$
* $v_c = \dfrac{v_{i2} + v_{i1}}{2} = v_{i1}/2$

$\boxed{A_d = \dfrac{V_{od}}{V_g}}$ $\boxed{A_c = \dfrac{V_{oc}}{V_g}}$



* Circuito equivalente en pequeña señal :

MODO DIFERENCIAL: Ataque antisimétrico

Donde: $r_{\pi 1} = \frac{\beta \cdot V_T}{I_{C1}} = 2'5\,k\Omega$

* $+V_{od} = +\beta\, b_1 \cdot R_c$

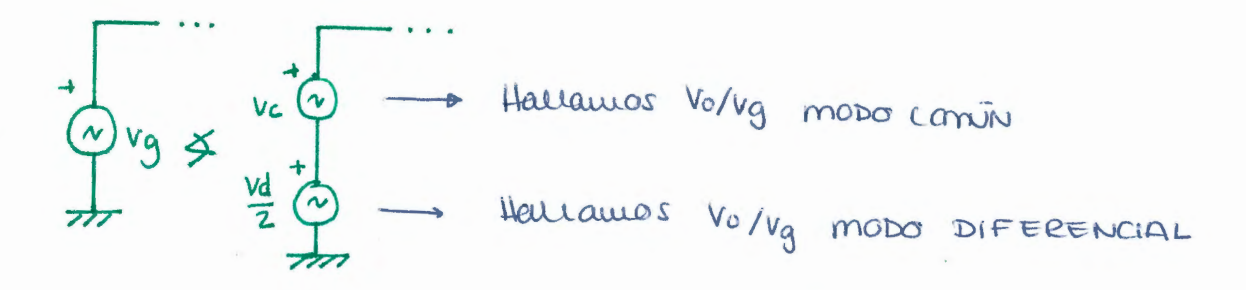
* $\frac{V_d}{2} = i_{b1}(R_g + r_{\pi 1}) \Rightarrow \boxed{V_g = 2 i_{b1}(R_g + r_{\pi 1})}$ ($\frac{V_d}{2} \to V_g$)

$\boxed{A_d =} \frac{V_{od}}{V_g} = \frac{\beta i_{b1} R_c}{2 i_{b1}(R_g + r_{\pi 1})} = \frac{100 \cdot 10k}{2(600 + 2'5k)} \approx \boxed{161}$

MODO COMÚN : Ataque simétrico

$i_{b1} = -\beta i_{b1} \Rightarrow \boxed{i_{b1} = 0} \Rightarrow \boxed{V_{oc} = 0} \Rightarrow \boxed{A_c = \frac{V_{oc}}{V_g} = 0}$

Finalmente: $\boxed{A_v =} V_o / V_g = \frac{V_{oc}}{V_g} + \frac{V_{od}}{V_g} = 0 + 161 = \boxed{161}$



Por superposición, la ganancia total será la calculada en el modo común más la calculada en el modo diferencial.

(c) ¿ i_L en función de v_g?

Vemos en el circuito en pequeña señal que $i_L = i_{b1}$

Por superposición: $i_L = i_{b1} = i_{b1c} + i_{b1d} = 0 + \frac{V_d}{2(R_g + r_{\pi 1})} =$

$= V_g / 6'2 \ (mA)$

Ejercicio 3. En el circuito de la figura 3, calcule:

a) La corriente de polarización I_D **(0.5 p.)**
b) La ganancia en modo diferencial v_{o1d}/v_{i1} **(1 p.)**
c) La ganancia en modo común v_{o1c}/v_{i1} **(1 p.)**

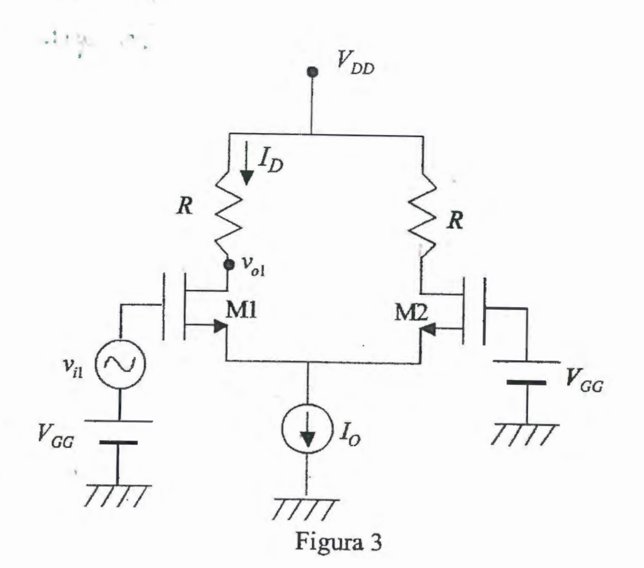
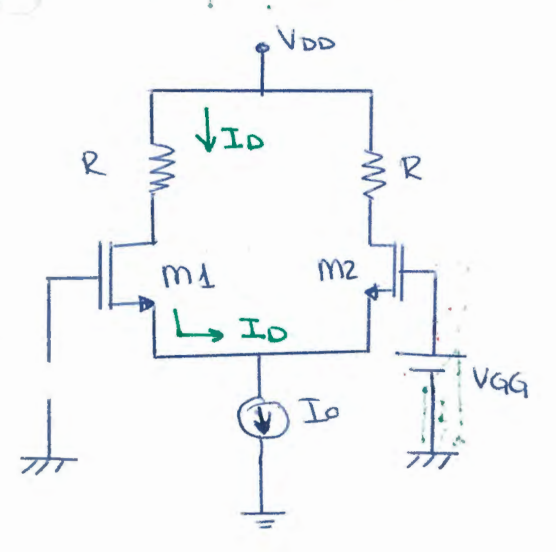


Figura 3

DATOS
R= 1 kΩ; I_o=2 mA
R_{eq}=1 MΩ (resistencia equivalente de la fuente de corriente I_o en alterna)
Los transistores M1 y M2 son iguales, trabajan en saturación y los valores de sus parámetros de circuito equivalente en pequeña señal son: g_m=2 mS, $1/r_o$=0

(a) Análisis en C.C:

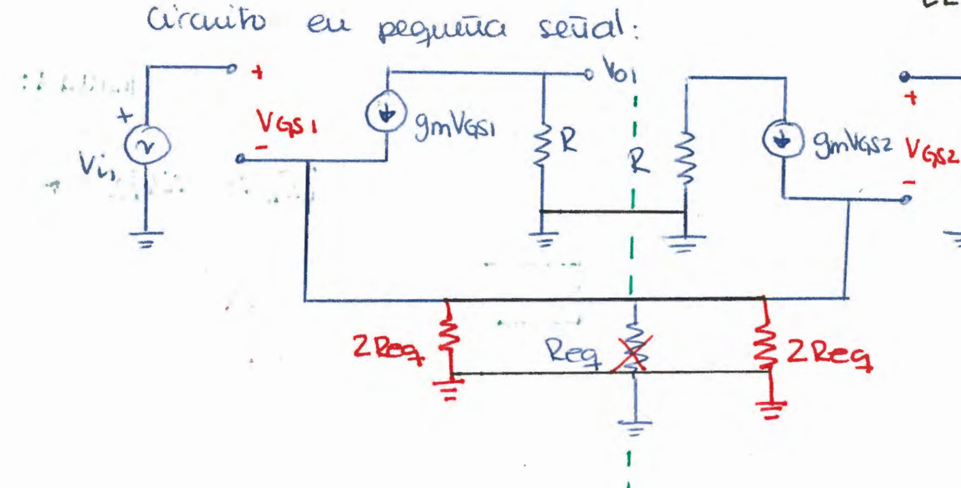


Por ser simétrico el circuito, la corriente Io se reparte equitativamente entre las 2 ramas:

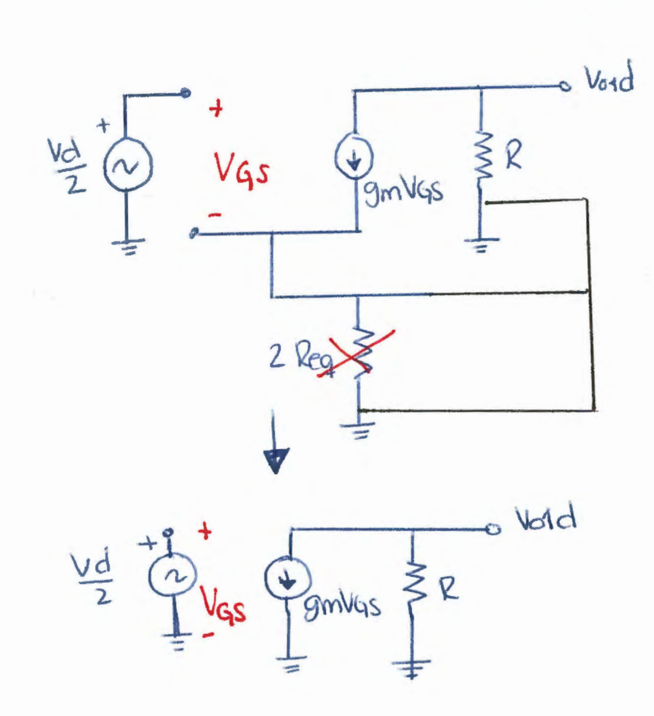
$$I_D = \frac{I_o}{2} = \frac{2mA}{2} = 1mA$$

NB: A.D sin pila V_{i2} ($V_{i2}=0$) $\begin{cases} V_d = V_{i1} - V_{i2} = V_{i1} \; [1 \\ V_c = \frac{V_{i1}+V_{i2}}{2} = \frac{V_{i1}}{2} \; [2 \end{cases}$

Circuito en pequeña señal:



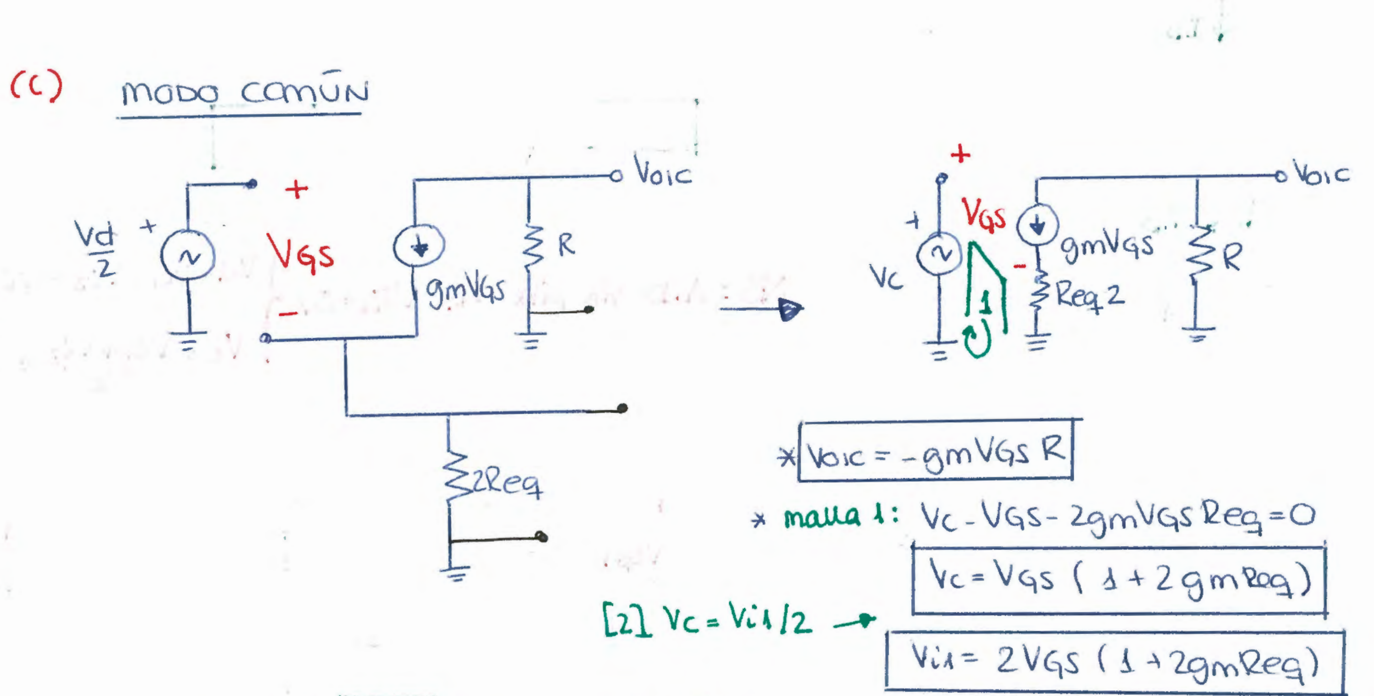
Aunque redefinan AD el ataque autisimétrico lo hacemos como siempre. Al final sustituiremos lo que hemos visto en [1]



* $\frac{V_d}{2} = V_{GS} \Rightarrow V_d = 2V_{GS} \Rightarrow$ $\boxed{V_{i1} = 2V_{GS}}$ ↑ $V_d = V_{i1}$

* $\boxed{V_{o1d} = -g_m V_{GS} \cdot R}$

Finalmente: $\boxed{A_d =} \frac{V_{o1d}}{V_{i1}} = \frac{-g_m V_{GS} \cdot R}{2V_{GS}} = = \frac{-2 \cdot 1}{2} = \boxed{-1}$



Finalmente: $\boxed{A_c =} \frac{V_{oic}}{V_{i1}} = \frac{-g_m V_{GS} R}{2V_{GS}(1+2g_m R_{eq})} = \frac{-2 \cdot 1}{2 \cdot (1+2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{6})} = \boxed{-2'5 \cdot 10^{-4}}$

Ejercicio 4. El circuito de la Figura 4 es un amplificador diferencial en que los dos transistores son idénticos y trabajan a la misma temperatura.

a) Calcule el punto de trabajo en continua (I_C, V_{CE}) de ambos transistores y demuestre que no depende del valor de R_E ni de R_L. **(0,9 p.)**

Para una excitación diferencial de pequeña señal como la mostrada en la figura:

b) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal, utilizando las propiedades de simetría del circuito y la excitación. **(0,8 p.)**

c) Calcule el margen de valores posibles de la ganancia $A_v = v_0/v_d$ si R_E se puede variar entre 0 (cortocircuito) e ∞ (circuito abierto) **(0,8 p.)**

DATOS: $V_{CC} = 9$ V; $R_C = 10$ kΩ; $R_L = 1$ kΩ; $I_0 = 0{,}5$ mA
Las fuentes de corriente continua son ideales.
$V_{BE} \cong 0{,}6$ V, $V_T = 0{,}025$ V, $\beta = 100$, $r_\pi = \beta V_T/I_C$, $r_o \to \infty$

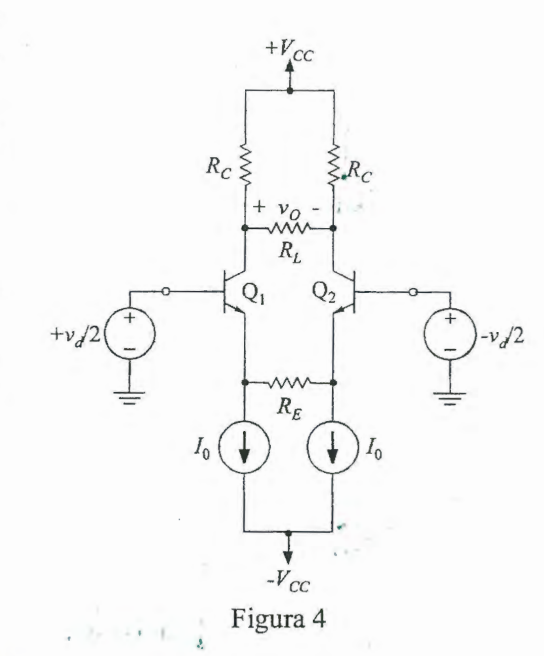
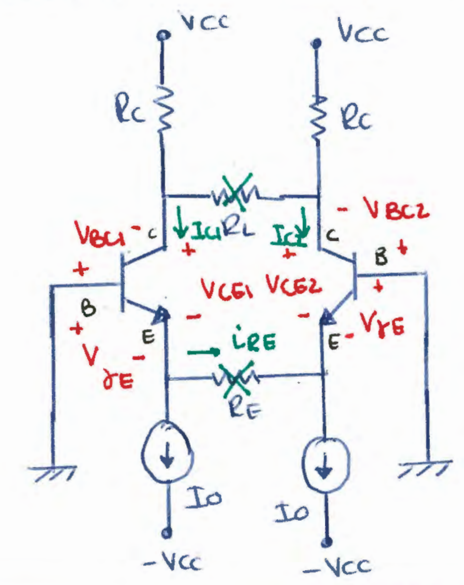


Figura 4

(a) Circuito para análisis en c.continua.



* $-V_{CE} + i_{RE} \cdot R_E + V_{\gamma E} = 0 \Rightarrow \boxed{i_{RE} = 0}$

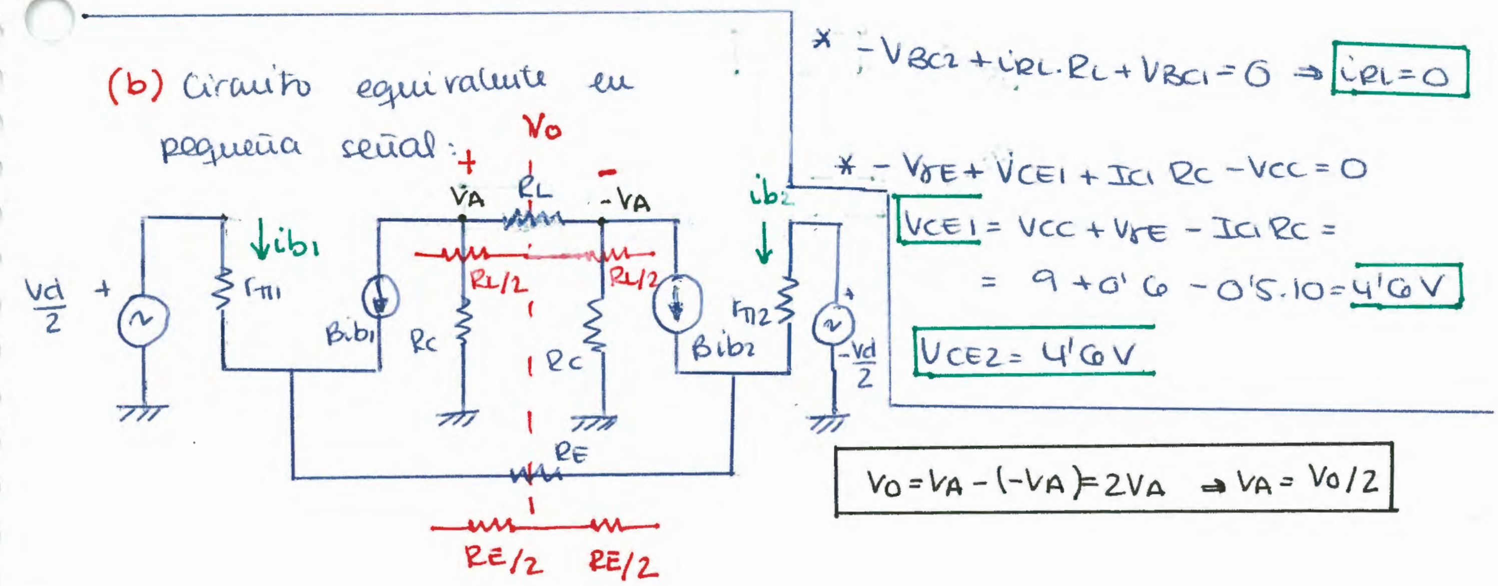
* $I_{E1} = I_{E2} = I_O = (\beta+1) I_B$

* $\boxed{I_{C1} = I_{C2}} = \beta I_B = \frac{\beta}{\beta+1} I_O \cong 0'5m$

Recordamos el modelo de Ebers-Moll: I_C sólo depende de V_{BE} y V_{BC}. Si tenemos $I_{C1} = I_{C2}$ y $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{\gamma E}$, entonces, seguro que $\boxed{V_{BC1} = V_{BC2}}$

* $-V_{BC2} + i_{RL} \cdot R_L + V_{BC1} = 0 \Rightarrow \boxed{i_{RL} = 0}$

(b) Circuito equivalente en pequeña señal:



* $-V_{\gamma E} + V_{CE1} + I_{C1} R_C - V_{CC} = 0$

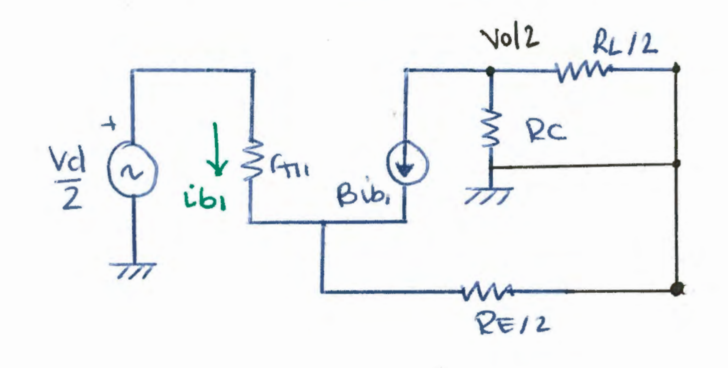
$\boxed{V_{CE1}} = V_{CC} + V_{\gamma E} - I_{C1} R_C =$

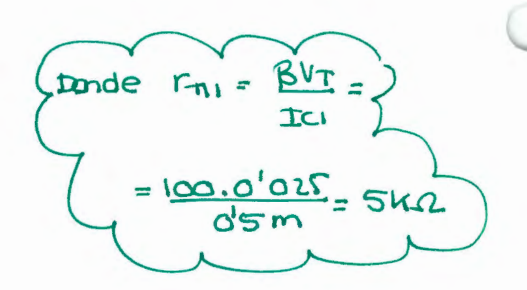
$= 9 + 0'6 - 0'5 \cdot 10 = \boxed{4'6\,V}$

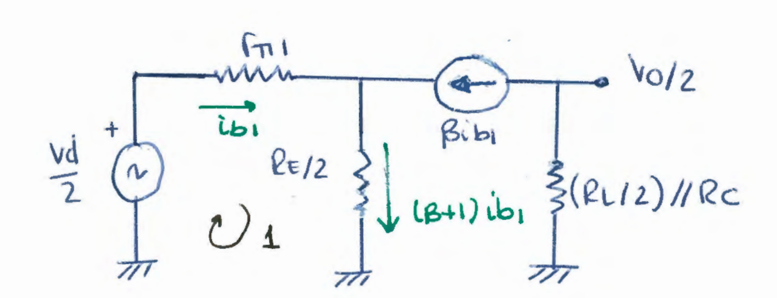
$\boxed{V_{CE2} = 4'6\,V}$

$\boxed{V_O = V_A - (-V_A) = 2V_A \Rightarrow V_A = V_O/2}$

Como tenemos ataque antisimétrico nos podemos quedar sólo con la parte izquierda:







(c) GANANCIA EN MODO DIFERENCIAL

$* \frac{Vo}{2} = -Bib_1[Rc // (R_L/2)] \Rightarrow \boxed{Vo = -2Bib_1[Rc // (R_L/2)]}$

$* \frac{Vd}{2} = ib_1 r_{\pi 1} + (B+1) ib_1 R_E/2 \Rightarrow \boxed{Vd = 2ib_1[r_{\pi 1} + (B+1) R_E/2]}$

Finalmente: $Av = \frac{Vo}{Vd} = -\frac{2 B ib_1 [Rc // (R_L/2)]}{2 ib_1 [r_{\pi 1} + (B+1) R_E/2]} =$

$= \begin{cases} R_E = \infty \rightarrow \boxed{Av = 0} \\ R_E = 0 \rightarrow \boxed{Av = \frac{-100 \cdot 0'5k}{5k}} = \boxed{-10} \end{cases}$

Ejercicio 4. La figura 4.1 muestra un circuito receptor de comunicaciones ópticas, que utiliza un amplificador operacional (AO) para amplificar la fotocorriente generada por un fotodiodo en inversa, que aparece representado como un generador de corriente I_G. El margen dinámico de la tensión de salida del AO está limitado por las tensiones de alimentación, como se indica en la figura 4.2. Considerando que las demás características del AO son ideales, se le pide:

a) Expresar I_O en función de I_G cuando el AO opera en régimen lineal (el tramo vertical de la figura 4.2) **(1,0 p.)**

b) Calcular el valor de I_G para el que el AO se satura con valor $+V_{CC}$ **(0,6 p.)**

c) Expresar I_O en función de I_G cuando el AO opera en régimen saturado con valor $+V_{CC}$ **(0,9 p.)**

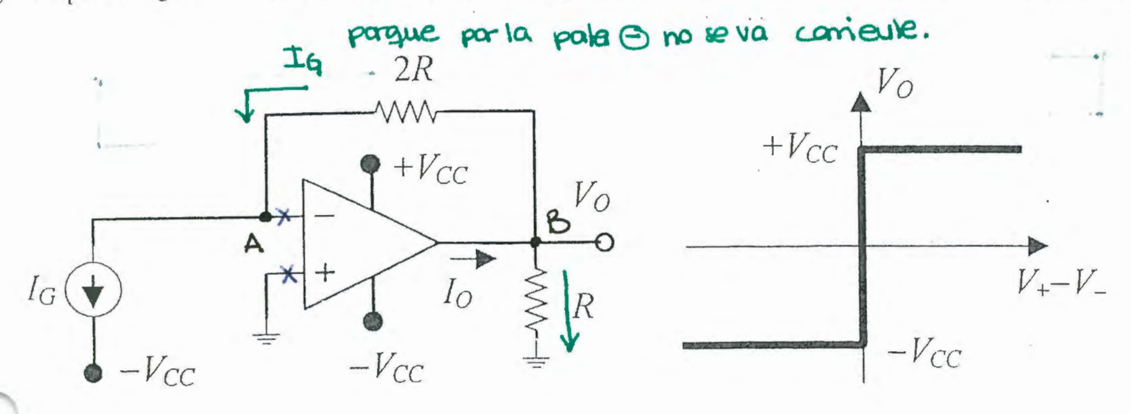


Figura 4.1

Figura 4.2

DATOS: $V_{CC} = 10$ V, $R = 10$ kΩ. Del fotodiodo: $|V_Z| = 15$ V

(a) A.O. IDEAL ≡ LINEAL $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 & \text{(siempre)} \\ V_+ = V_- = 0\,V & \text{(la pata del ⊕ está conectada a Tierra)} \end{cases}$

↑ cortocircuito virtual (a.o. ideal en lineal)

Nudo A: $I_G = \dfrac{V_O - \cancel{V_-}}{2R} = \dfrac{V_O}{2R} \Rightarrow V_O/R = 2 \cdot I_G$.

Nudo B: $I_O = I_G + \dfrac{V_O - 0}{R} = I_G + \dfrac{V_O}{R} = I_G + 2I_G = 3\,I_G$

(b)

Nos piden el valor de I_G en el pto de corte entre las regiones lineal y saturación

En ese punto se cumple a la vez $\begin{cases} V_+ = V_- & \text{(lineal)} \\ V_O = +V_{CC} & \text{(saturación)} \end{cases}$

Retomando el nudo A: $I_G = \frac{V_O}{2R} = \frac{V_{CC}}{R} = \frac{10V}{2 \cdot 10k} = 0'5\,mA$

(c) A.O. IDEAL ≡ SAT(+Vcc) $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_O = +V_{CC} \end{cases}$

Volviendo al nudo B

$$I_O = I_G + \frac{V_O}{R} = I_G + \frac{V_{CC}}{R} = I_G + \frac{10}{10k} = I_G + (1 \cdot 1\,mA)$$

A.O. IDEAL

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4 tiene un amplificador operacional ideal que está alimentado a V_{CC}= 10 V y -V_{CC}=-10 V. Se pide:

a) Calcular el valor de la componente continua de la tensión de salida, V_O. **(1 p)**

b) Calcular el valor de la componente alterna de la tensión de salida $v_o(t)$. **(0.5 p)**

c) Teniendo en cuenta las tensiones de alimentación del amplificador operacional, representar la forma de la tensión a la salida del circuito $v_O(t)=V_O+v_o(t)$. **(0.5 p)**

d) Calcular el margen dinámico de la señal de entrada en alterna $v_g(t)$ para que el amplificador operacional no entre en saturación a V_{CC}. **(0.5 p)**

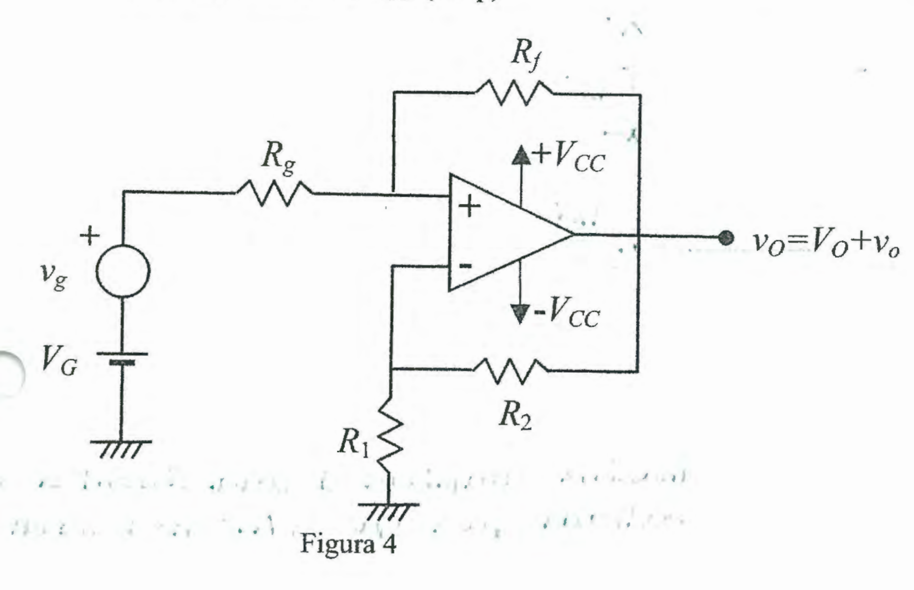
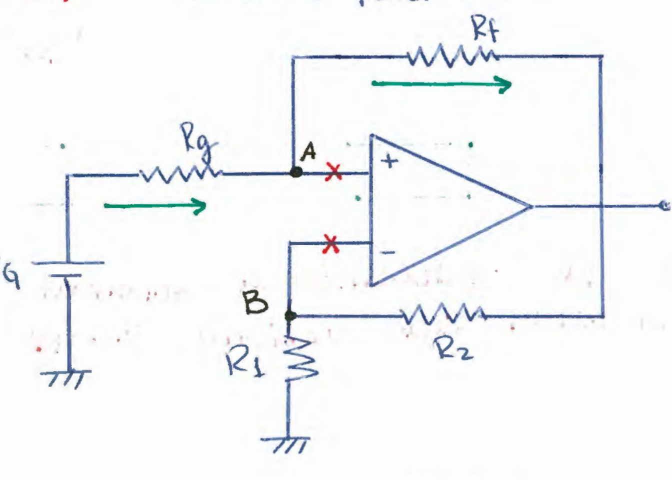


Figura 4

DATOS:
$R_1=R_2=2$ kΩ; $R_g=5$ kΩ; $R_f=10$ kΩ;
$v_g=3\cos(\omega t)$ V; $V_G=1$V.

(a) Circuito para c.c:



Suponemos que el A.O ≡ LINEAL

$$\begin{cases} V_+ = V_- \\ I_+ = I_- = 0 \end{cases}$$

Nudo A: $\frac{V_G - V_+}{R_g} = \frac{V_+ - V_o}{R_f} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \frac{V_G}{R_g} = V_+\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f}\right) - \frac{V_o}{R_f}$$

$V_+ = V_-$

Nudo B: Divisor de tensión: $V_- = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_o$

1/2 xq $R_1 = R_2$

$$\frac{V_G}{R_g} = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_o \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f}\right) - \frac{V_o}{R_f} = V_o\left[\frac{R_1}{R_1+R_2}\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f}\right) - \frac{1}{R_f}\right]$$

Finalmente:

$$V_o = \frac{V_G}{\left[\frac{1}{2}\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f}\right) - \frac{1}{R_f}\right] R_g} = \frac{V_G}{\frac{1}{2}\left(1 + \frac{R_g}{R_f}\right) - \frac{R_g}{R_f}} =$$

$$= \frac{2V_G}{1 + \frac{R_g}{R_f} - \frac{2R_g}{R_f}} = \frac{2V_G}{1 + (-R_g/R_f)} = \frac{2R_f}{R_f - R_g} V_G = 4\text{V}$$

(b) ~~Ex~~ El circuito equivalente en pequeña señal queda igual que el de continua, sólo que con una pila de alterna v_g, así las cuentas son idénticas que en el apartado (a)

Retomamos : $\boxed{v_o = 4v_g = 4 \cdot 3\cos(wt) = 12\cos(wt)}$

(c) $v_O = V_O + v_o = 4 + 12\cos(wt)$

16
Vcc=10V
4
-8
-Vcc=-10V
12V
12V

(d) MARGEN DINÁMICO DE ENTRADA $V_{g\,máx}$ máxima amplitud de señal simétrica a la entrada para que el A.O no se sature.

vemos en la figura que el margen dinámico va a venir dado por +Vcc así, se tiene que cumplir, como máximo : $4 + v_{o\,máx} = 10\text{ V}$ (Vcc)

$\boxed{v_{o\,máx} = 6\text{ V}}$

volviendo a la relación del apartado b:

$v_o = 4V_g \Rightarrow v_{o\,máx} = 4 \cdot V_{g\,máx} \Rightarrow \boxed{V_{g\,máx} = \frac{v_{o\,máx}}{4} = \frac{6}{4} = 1'5\text{ V}}$

Todo esto suponiendo que no tocamos la componente continua, esto es a la salida sigue habiendo $V_O = 4V$

JUNIO 1996

PROBLEMA 5.- El Amplificador Operacional (A. O) del circuito de la Fig.7 tiene impedancia de entrada infinita. Suponiendo que la salida v_O depende de la diferencia de las entradas ($v_+ - v_-$) como indica la Fig.8, calcular:

a) La relación v_O/v_I suponiendo el A. O. no saturado ($v_+=v_-$). **(0.7 p)**

b) El valor máximo y mínimo de v_I para mantener el A. O. no saturado. El A. O. se satura cuando la tensión de salida v_O adquiere el valor V_{CC} o $-V_{CC}$. **(0.6 p)**

Suponga ahora que la dependencia de la salida v_O respecto a la diferencia de las entradas v_+-v_-, es como muestra la Fig. 9.

c) Suponiendo que se mantiene la impedancia de entrada infinita, calcular la dependencia de v_O respecto de v_I en función de v_{OFF} y de v_{IFF}, suponiendo el A.O. no saturado. El A.O. no está saturado cuando se cumple: $-V_{CC} < v_O < V_{CC}$. **(0,7 p.)**

Datos: $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{k}\Omega$; $V_{CC} = 12$ V

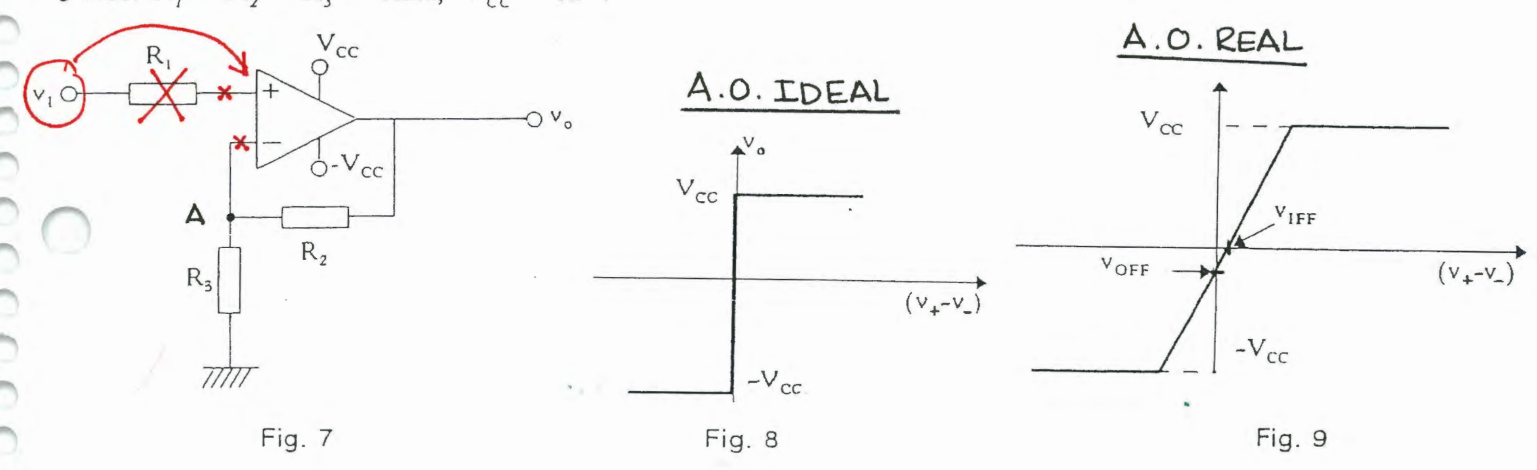


Fig. 7 Fig. 8 Fig. 9

(a) V_O/V_I A.O. IDEAL ≡ LINEAL $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_+ = V_- = V_I \end{cases}$

Nudo A: $V_- = [R_3/(R_3+R_2)] \cdot V_O$ (divisor de tensión)

$V_I = [R_3/(R_3+R_2)] \cdot V_O$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{R_3+R_2}{R_3} = 2$$

(b) Del aptdo (a) tenemos $V_O = 2V_I$

→ $V_{O\,max} = 2V_{I\,max} = V_{CC}$

$V_{I\,max} = V_{CC}/2 = +6$ V

→ $V_{O\,min} = 2V_{I\,min} = -V_{CC}$

$V_{I\,min} = -V_{CC}/2 = -6$ V

(c) A.O. REAL ≠ SATURADO es decir ≡ LINEAL $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \text{ (xq la impedancia de entrada } \infty) \\ V_+ \neq V_- \end{cases}$ aquí no se cumple el cortocircuito virtual xq no es ideal

A cambio del cortocto virtual se cumple la función de transferencia:

$V_O = A(V_+ - V_-) + V_{OFF}$ A = pendiente de la recta de la región lineal.

→ Calculamos A como la pendiente de la recta que pasa por:

$P_0(0, V_{OFF})$
$P_1(V_{IFF}, 0)$ } $\boxed{A = \Delta Y/\Delta X = -V_{OFF}/V_{IFF}}$

→ $V_+ = V_I$

→ $V_- = [R_3/(R_3+R_2)]\, V_o$

Sustituyendo todo tendremos que

$$V_o = -\frac{V_{off}}{V_{Iff}}\left[V_I - \frac{R_3}{R_2+R_3} V_o\right] + V_{off}$$

$$V_o = -\frac{V_{off}}{V_{Iff}} \cdot V_I + \frac{V_{off}}{V_{Iff}} \frac{R_3}{R_2+R_3} V_o + V_{off}$$

$$V_o\left[1 - \frac{V_{off}}{V_{Iff}} \frac{R_3}{R_2+R_3}\right] = V_{off} - \frac{V_{off}}{V_{Iff}} V_I$$

$$\boxed{V_o = \frac{V_{off} - (V_{off} \cdot V_I / V_{Iff})}{1 - (V_{off}/2V_{Iff})}}$$

A.O. REAL

Ejercicio 4 El amplificador operacional de la figura 4.1 es ideal excepto en su tensión de *offset*, que es distinta de cero, y en su ganancia, que no es infinita. Como consecuencia, el voltaje de salida del AO en régimen lineal (no saturado) se puede modelar como $v_0 = A\,(v_+ - v_-) + V_{off}$

a) Calcular el valor de v_0 cuando $v_I = 0$ **(1,2 p.)**

b) Calcular el valor de v_I para el que $v_0 = 0$. **(1,3 p.)**

DATOS: $A = 10^5$, $V_{off} = 10$ V, $R_2 = 10$ kΩ, $R_1 = 1$ kΩ

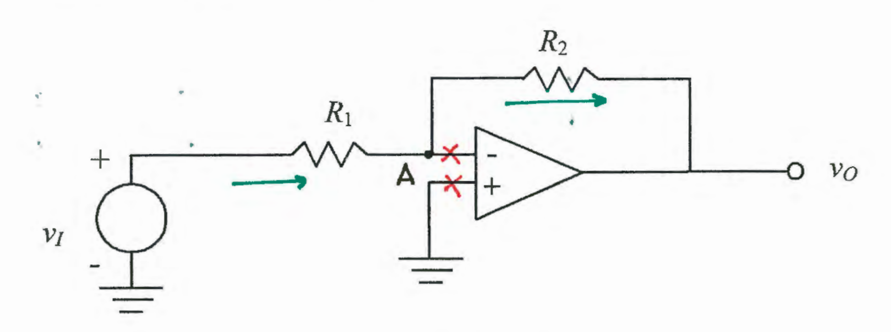
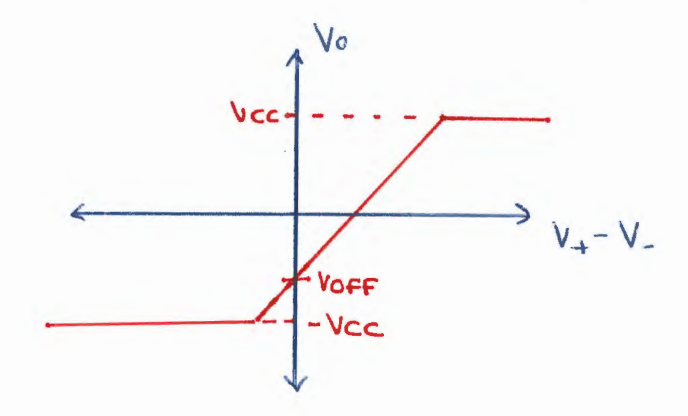


Figura 4.1



(a) Por ser el A.O. REAL ≡ LINEAL $\begin{cases} I_+ = I_- = 0 \\ V_+ \neq V_- \end{cases}$ → no se cumple el cortocircuito virtual.

A cambio se cumple: $V_0 = A(V_+ - V_-) + V_{off}$

$V_+ = 0\,V$

* Nudo A: $\dfrac{V_I - V_-}{R_1} = \dfrac{V_- - V_0}{R_2} \Rightarrow \dfrac{V_I}{R_1} = V_-\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2}\right) - \dfrac{V_0}{R_2}$

* volviendo a la función de transferencia $V_0 = V_{off} - AV_-$

$\Rightarrow V_- = (V_{off} - V_0)/A$

$$V_I/R_1 = (V_{off} - V_0)/A \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - V_0/R_2$$

$$V_I/R_1 = \frac{V_{off}}{A}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - V_0\left(\frac{1}{A}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{1}{R_2}\right)$$

$$\boxed{V_O =} \frac{\frac{V_{OFF}}{A}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)-\frac{V_I}{R_1}}{\frac{1}{A}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)-\frac{1}{R_2}} = \boxed{\frac{V_{OFF}(R_2+R_1)-AR_2V_I}{R_2+R_1-AR_1}}$$

(a) V_O cuando $V_I=0 \Rightarrow \boxed{V_O} = \frac{V_{OFF}(R_2+R_1)}{R_2+R_1-AR_1} = \boxed{1'1\ mV}$

(b) V_I cuando $V_O=0 \Rightarrow V_{OFF}(R_2+R_1)-AR_2V_I=0$

$\therefore \boxed{V_I} = \frac{V_{OFF}(R_2+R_1)}{AR_2} = \boxed{0'11\ mV}$

A.O. IDEAL (no nos lo dicen xo lo suponemos)

Ejercicio 3:

En el circuito de la figura 3 el amplificador operacional no está saturado y la tensión $v_I \geq 0$

a) Calcule la tensión de salida v_O en función de v_I suponiendo que el MOSFET de acumulación está trabajando en saturación. **(1 p.)**

b) Calcular el rango de valores de v_O para los que el MOSFET está en conducción **(1 p.)**

c) Calcular el rango de valores de v_O para los que el MOSFET está en saturación **(0,5 p.)**

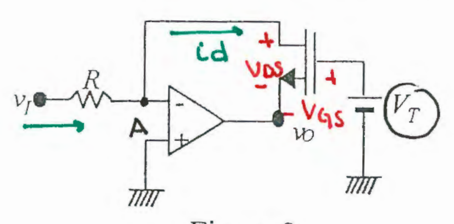


Figura 3

Datos: con el MOSFET en saturación se cumple:

$$i_D = k\,(v_{GS}-V_T)^2$$

$$k = 1\ \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \qquad R = 1\ \text{K}\Omega$$

→ ¡son la misma!

(a) MOSFET ≡ SATURACIÓN : $i_d = k(V_{GS}-V_T)^2$

A.O. IDEAL ≡ LINEAL
- $I_+ = I_- = 0$ A (para todos los A.O)
- $V_+ = V_- = 0$V (mirando el circuito)

↑ cortocircuito virtual (x ser ideal trabajando en lineal)

Nudo A: $\frac{V_I - 0}{R} = i_d = k\,(V_{GS}-V_T)^2$

$V_{GS}-V_T = \sqrt{V_I/Rk}$

$V_{GS} = V_T - V_0$

$V_T - V_0 - V_T = \sqrt{V_I/Rk} \Rightarrow \boxed{V_0 = -\sqrt{V_I/Rk}} = -\sqrt{V_I}$

(b) MOST ≡ CONDUCCIÓN (es decir ≠ CORTE)

Se tiene que cumplir que $\boxed{V_{GS} \geq V_T}$

$V_T - V_O \geq V_T \Rightarrow \boxed{V_O \leq 0}$

(c) MOST ≡ SATURACIÓN

$V_{DS} \geq V_{DS,sat} \Rightarrow \boxed{-V_O \geq -V_O}$ se cumple siempre para cualquier valor de V_O

* $V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T = V_T - V_O - V_T = -V_O$
* $V_{DS} = -V_O$

Ejercicio 1. El fotodiodo del circuito de la figura 1.1 se puede modelar mediante el circuito equivalente de la figura 1.2. En oscuridad desde mucho tiempo atrás, recibe a partir de $t = 0$ una iluminación tal que produce una corriente fotogenerada constante $I_L = 10\ \mu A$ como muestra la figura 1.3. Se pide:

a) Calcular la tensión de salida en estado estacionario en oscuridad ($t < 0$) y en iluminación ($t \rightarrow \infty$) **(1,0 p.)**
b) Expresar la variación de la tensión de salida en función del tiempo t para $t > 0$ **(1,0 p.)**
c) Calcular el tiempo de conmutación t_{LH} que se define como el que tarda la tensión de salida en alcanzar el 90 % de su valor final desde que se establece la iluminación **(0,5 p.)**

DATOS: $V_{CC} = 5$ V; $R = 100$ kΩ; $\ln(10) \cong 2{,}3$; el diodo en inversa ($v_D \leq V_\gamma = 0{,}7$ V) en régimen transitorio equivale a una capacidad de valor $C_J = 10$ pF y en estado estacionario a un circuito abierto, siempre en paralelo con la fuente de corriente proporcional a la iluminación.

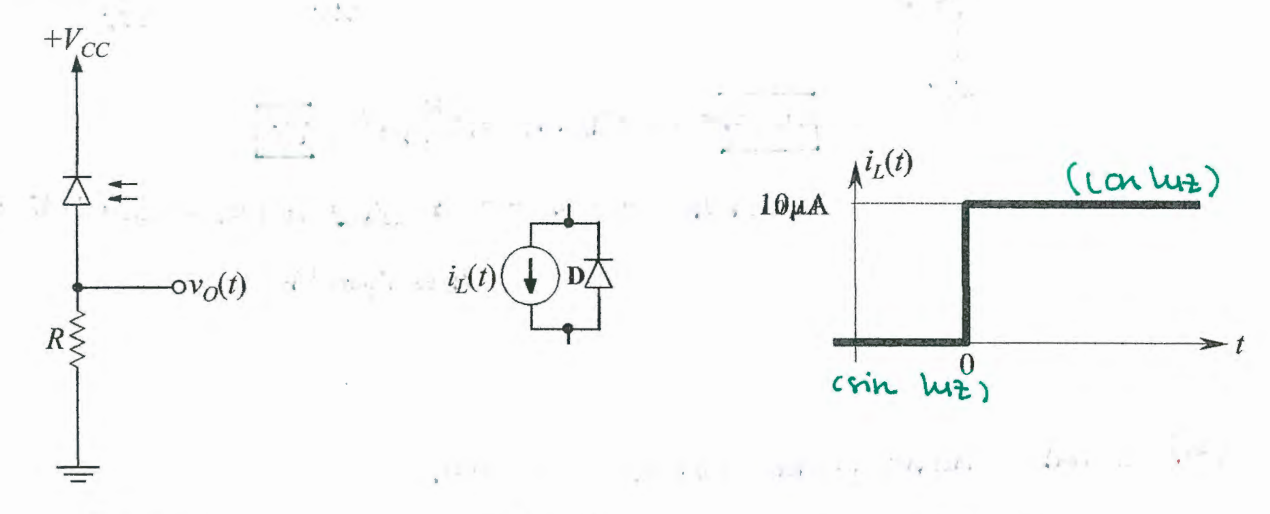
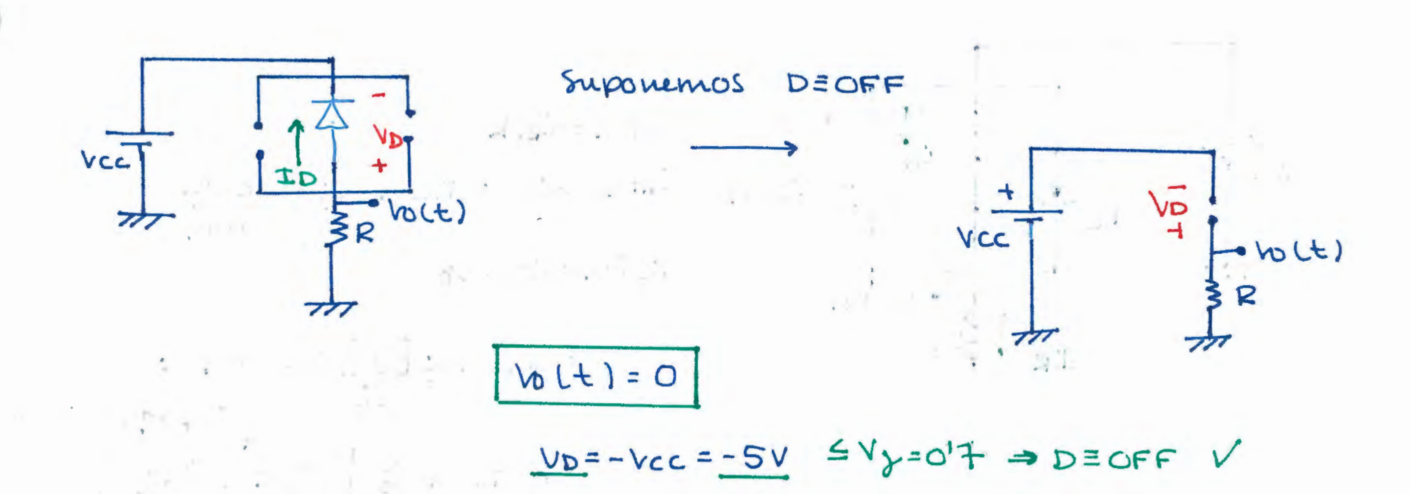
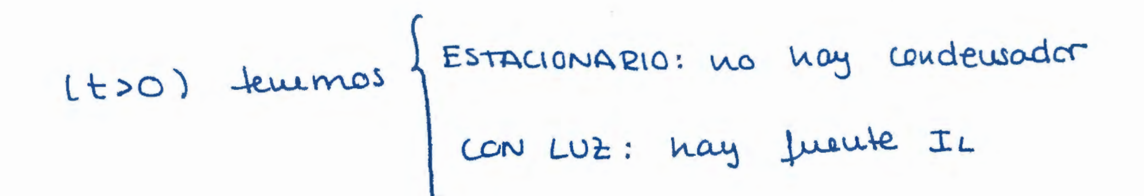


Figura 1.1 Figura 1.2 Figura 1.3

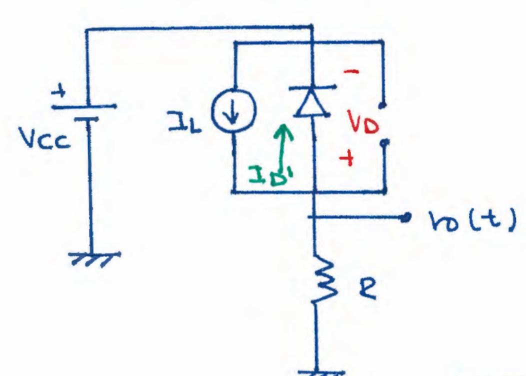
(a)

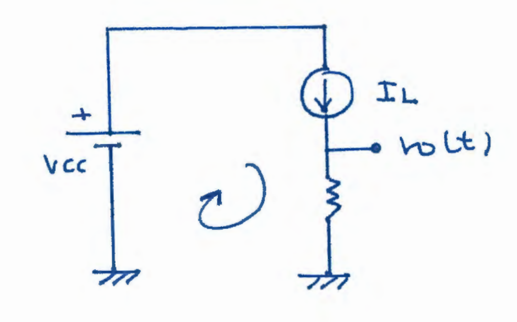
(t<0) tenemos { ESTACIONARIO: no hay condensador
SIN LUZ: no hay fuente I_L





(t>0) tenemos { ESTACIONARIO: no hay condensador
CON LUZ: hay fuente I_L





$$\boxed{v_o(t) = v_o = I_L \cdot R = 10^{-5} \cdot 10^{5} = 1\,V}$$

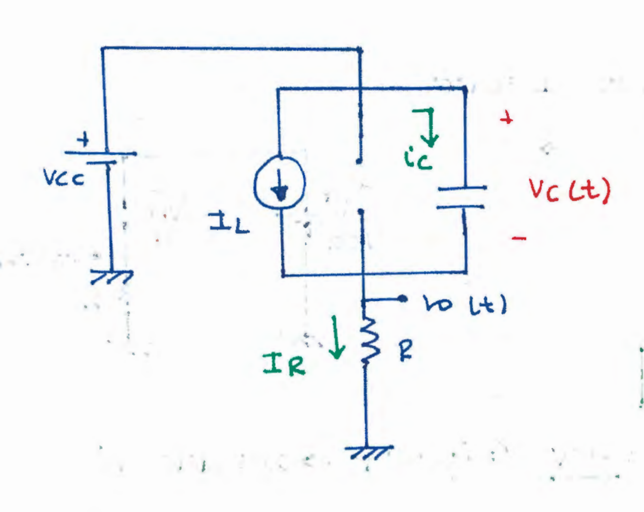
$V_{CC} + V_D - v_o(t) = 0 \Rightarrow V_D = v_o(t) - V_{CC} = 1 - 5 = -4\,V$

$V_D \leq V_\gamma = 0'7$

(b) ESTADO TRANSITORIO (t>0) (con luz)

tenemos { TRANSITORIO: hay condensador
CON LUZ: hay fuente I_L

D=OFF (porque no cambia de estado en todo el tiempo)
(apartado (a)) (siempre lo hacemos con el estado de partida)



$v_o(t) = i_R \cdot R$

$i_R: I_L + i_C = I_L + C_j \dfrac{\partial V_C(t)}{\partial (t)} =$

$V_C(t) = V_{CC} - v_o$

$= I_L + C_j \dfrac{\partial [V_{CC} - v_o]}{\partial t} =$

0 porque $V_{CC} = ct$.

$= I_L + C_j \left[\dfrac{\partial V_{CC}}{\partial t} - \dfrac{\partial v_o}{\partial t} \right]$

$v_o(t) = \left[I_L - C_j \dfrac{\partial v_o}{\partial t} \right] \cdot R \Rightarrow$

$$\Rightarrow \boxed{C_j R \frac{\partial v_o(t)}{\partial t} + v_o(t) = R \cdot I_L}$$

$C_j R \rightarrow \tau$; $R \cdot I_L \rightarrow CF$

Nos falta una condición inicial: (buscamos $v_o(0) = CI$)

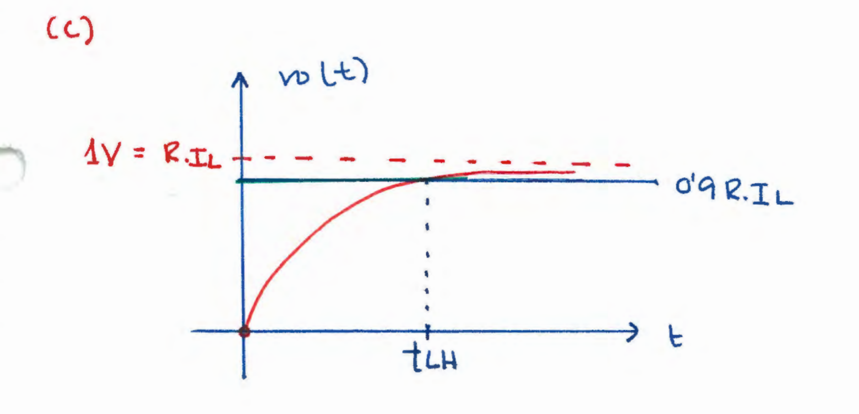
En el apartado (a) hemos visto que $v_o(t<0) = 0$, así que podemos afirmar que $v_o(t=0^-)=0$, por el principio de continuidad de tensión podemos decir que $v_o(t=0^-) = v(t=0^+) = 0$ ← CI

junto con la EDO tenemos un PVI

$$v_o(t) = (CI - CF)\,e^{-t/\tau} + CF$$

$$v_o(t) = (0 - R\cdot I_L)\,e^{-t/CR} + RI_L = RI_L\left(-e^{-t/CR} + 1\right)$$

(c)



$$v_o(t_{LH}) = \cancel{R I_L}\left(1 - e^{-\frac{t_{LH}}{CR}}\right) = 0'9\,\cancel{R I_L}$$

$$e^{-t_{LH}/CR} = 0'1$$

$$t_{LH} = -C\cdot R \ln 0'1 = -CR\left[\ln(1/10)\right] =$$

$$= -CR\left[\cancel{\ln(1)}^{\,0} - \ln(10)\right] =$$

$$= CR\ln(10) = 10p \cdot 100k \cdot 2'3 = 2'3\,\mu s$$

Ejercicio 4. El fotodiodo **D** del circuito de la Figura 4.1, presenta en inversa una capacidad parásita entre sus terminales $C = 10$ nF. El circuito equivalente del diodo incluyendo la fotogeneración y la capacidad parásita se muestra en la Figura 4.2. Por tanto, el fotodiodo iluminado se puede modelar como un diodo convencional en paralelo con una fuente de corriente constante de valor i_L y en paralelo con un condensador de valor C.

Para t<0, el fotodiodo no está iluminado. A partir de $t = 0$ recibe una iluminación constante que genera una foto corriente $i_L = 1$ mA. Se pide:

a) Calcular la tensión de salida v_O con el diodo en oscuridad ($t \leq 0$) **(0,7 p.)**

b) Calcular la tensión de salida v_O cuando el diodo lleve mucho tiempo iluminado ($t \rightarrow \infty$) **(0,7 p.)**

c) Calcular cuánto tiempo después del comienzo de la iluminación (t_f) la tensión de salida alcanza su valor final **(0,8 p.)**

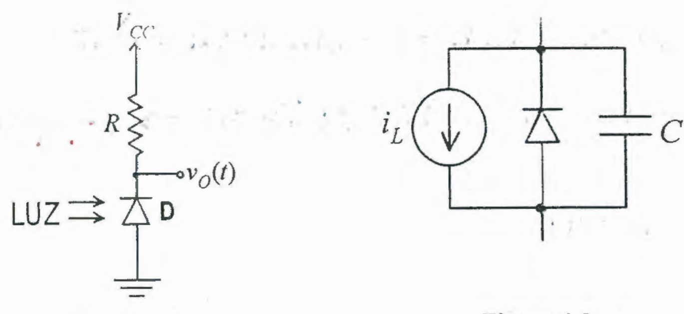
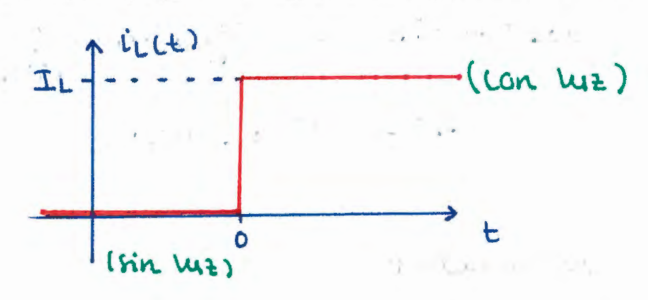
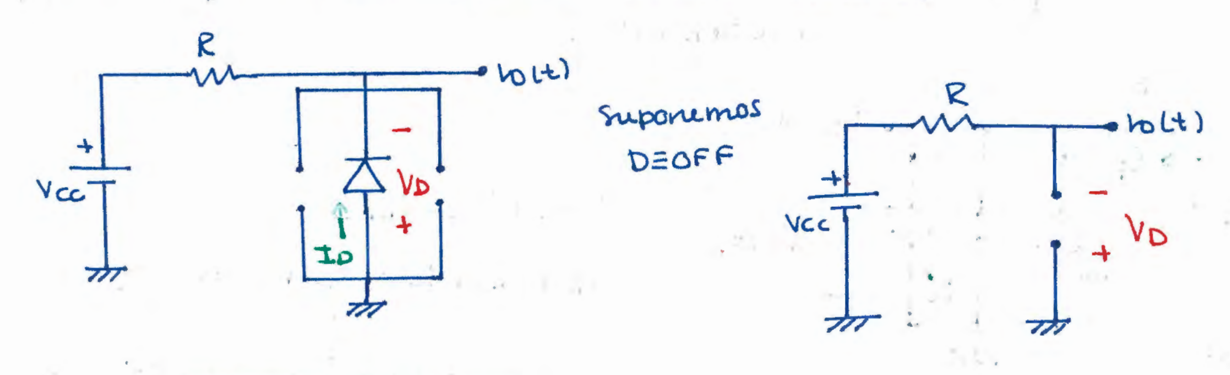


Figura 4.1 Figura 4.2

DATOS: $R = 100$ kΩ; $V_{CC} = 5$ V Modelo lineal por tramos del diodo: $V_\gamma = 0$

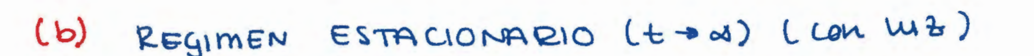


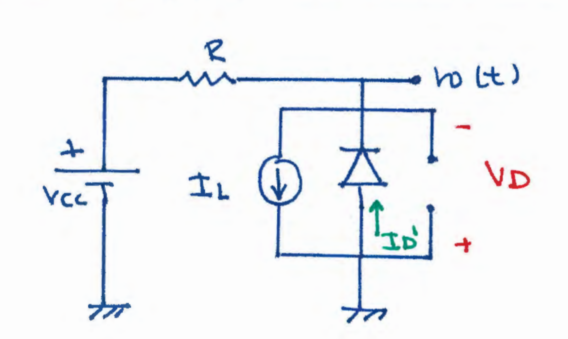
(a) REGIMEN ESTACIONARIO ($t \leq 0$) (sin luz)



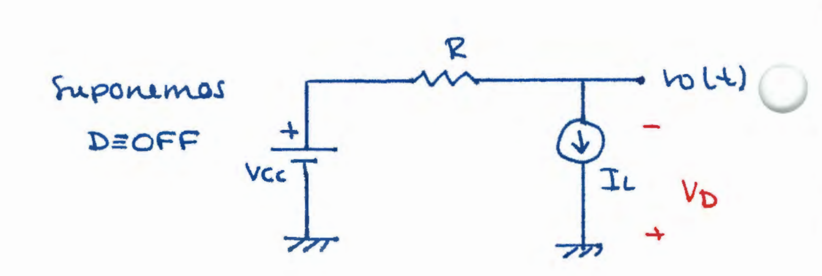
$$v_O(t) = V_{CC} = 5V$$

$V_D = -v_O(t) = -5 \leq V_\gamma = 0 \Rightarrow$ D≡OFF ok!


(b) REGIMEN ESTACIONARIO ($t \to \infty$) (con luz)



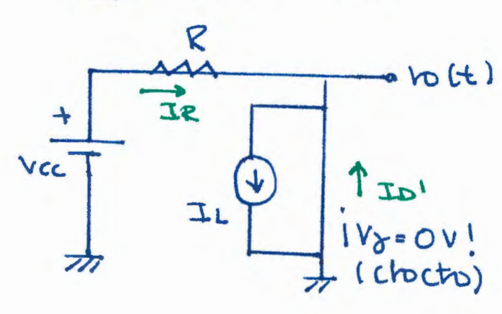
Suponemos D≡OFF



$v_o(t) = V_{cc} - I_L R = 5 - 1m \cdot 100k = -95\,V$

$V_D = -v_o(t) = 95\,V \not< V_\gamma = 0 \Rightarrow D \not\equiv OFF$

Suponemos D≡ON



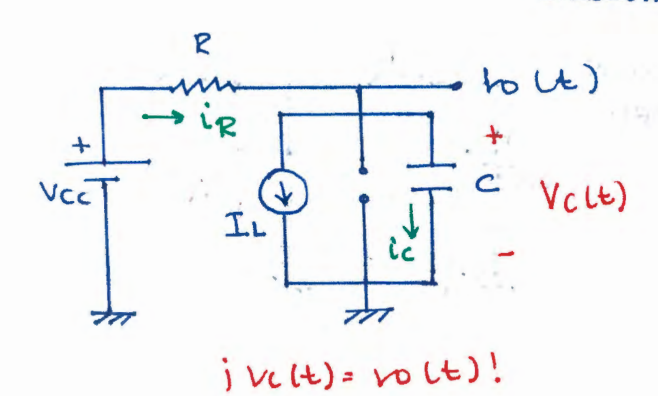
$v_o(t) = 0\,V$

$I_D' = I_L - i_R = I_L - \frac{V_{cc}}{R} = 1m - \frac{5V}{100k} = 0'95\,mA$

$I_D' > 0\,V \Rightarrow D \equiv ON$

(c)

tenemos
- TRANSITORIO: hay condensador
- CON LUZ: hay fuente I_L
- D≡OFF (el condensador se opone a que cambie bruscamente)



$v_o(t) = V_{cc} - i_R \cdot R$

$i_R = I_L + i_C = I_L + C\frac{\partial v_o(t)}{\partial t}$

$v_o(t) = V_{cc} - R\left[I_L + C\frac{\partial v_o(t)}{\partial t}\right]$

¡ $v_C(t) = v_o(t)$!

$R \cdot C \frac{\partial v_o(t)}{\partial t} + v_o(t) = V_{cc} - RI_L$

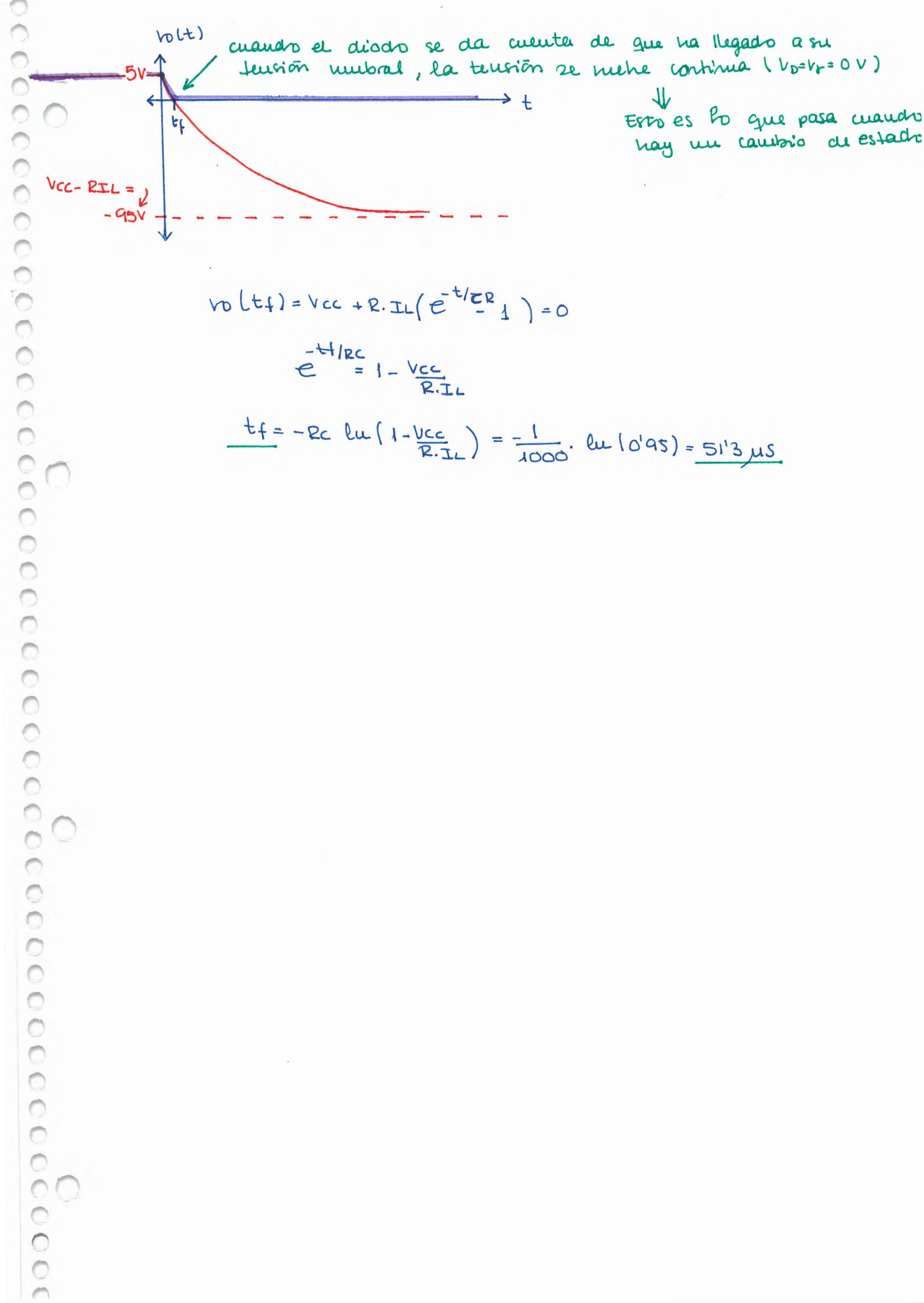
$R\cdot C \to \tau$; $V_{cc} - RI_L \to CF$

Además tenemos que:

$v_o(t=0^-) = v_o(t=0^+) = 5V \to CI$

$v_o(t) = (CI - CF)\,e^{-t/\tau} + CF = (\not{5} - \not{V_{cc}} + RI_L)\,e^{-t/RC} + V_{cc} - RI_L =$

$= V_{cc} + RI_L\,(e^{-t/RC} - 1)$



cuando el diodo se da cuenta de que ha llegado a su tensión umbral, la tensión se vuelve continua ($V_D = V_\gamma = 0$ V)

⇓

Esto es lo que pasa cuando hay un cambio de estado

$$v_o(t_f) = V_{cc} + R\cdot I_L\left(e^{-t/\tau_R} - 1\right) = 0$$

$$e^{-tf/RC} = 1 - \frac{V_{cc}}{R\cdot I_L}$$

$$t_f = -RC \ln\left(1 - \frac{V_{cc}}{R\cdot I_L}\right) = -\frac{1}{1000}\cdot \ln(0'95) = 51'3\,\mu s$$

Ejercicio 5

El conmutador de la figura 5.1, tras mucho tiempo en la posición A, pasa en $t = 0$ a la posición B. Se pide:

a) Calcular el voltaje y la corriente del diodo justo antes del cambio de posición del conmutador (en $t = 0^-$) **(0,4 p.)**

b) Lo mismo, justo después del cambio (en $t = 0^+$) **(0,4 p.)**

c) Lo mismo, mucho tiempo después del cambio (cuando $t \to \infty$) **(0,4 p.)**

d) Calcular el tiempo t_{ON} que tarda el diodo en ponerse en directa ($v_D \geq V_\gamma$) desde que cambia la posición del conmutador **(0,8 p.)**

NOTA: Por un generador de corriente en circuito abierto no circula corriente.

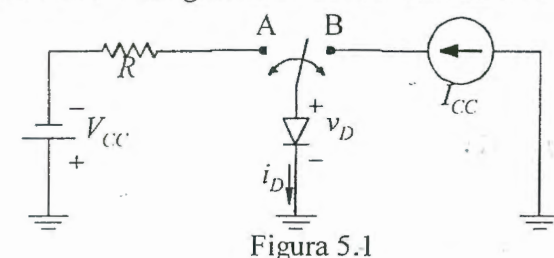


Figura 5.1

Las ecuaciones del diodo en régimen dinámico pueden aproximarse linealmente por tramos como:

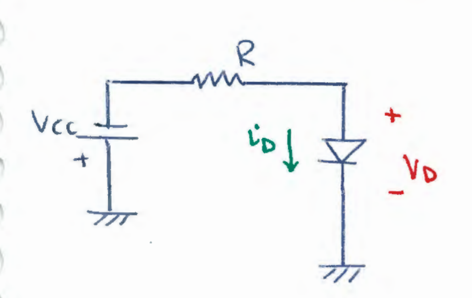
$$v_D \leq V_\gamma \Rightarrow i_D \cong C_J \frac{dv_D}{dt}$$

$$v_D \geq V_\gamma \Rightarrow i_D \cong \frac{v_D - V_\gamma}{R_F} + C_D \frac{dv_D}{dt}$$

DATOS: $V_{CC} = 5$ V; $R = 1$ kΩ; $I_{CC} = 1$ mA
Diodo: $V_\gamma = 0,7$ V; $R_F = 5$ Ω; $C_J = 0,5$ nF; $C_D = 0,5$ µF;

(a) $i_D(t=0^-)$, $V_D(t=0^-)$?

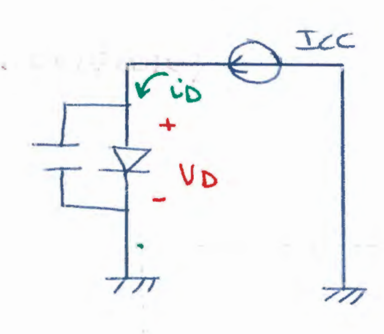
Todo lo que calculemos vale para $\forall t<0$
{ Estacionario ⇒ sin condensador
{ Posición A



Suponemos D≡OFF ⟶

$i_D(t=0^-) = 0$ $\quad V_D(t=0^-) = -V_{CC} = -5V < V_\gamma = 0'7V$ D≡OFF ✓

(b) { Transitorio ⇒ aparece el condensador
{ Posición B



$i_D(t=0^+) = I_{CC} = 1mA$

$V_D(t=0^+) = V_D(t=0^-) = -V_{CC} = -5V$

↑ principio de continuidad de tensión

(c) estacionario
Posición B

I_D ↓ [circuito: diodo con $+ V_D -$, fuente I_{CC}] supuemos D≡ON → V_D [circuito: V_γ, R_f, i_D, I_{CC}]

$i_D(t\to\infty) = I_{CC} = 1mA > 0$ D≡ON ok!

$V_D(t\to\infty) = V_\gamma + i_D \cdot R_F = 0'7 + 1m \cdot 5 = 0'705$

(d) Transitorio (hay condensador)
Posición B
D≡OFF (el condensador se opone al cambio brusco de estado)

i_C ↓ [circuito: condensador C_J con $+ V_D -$, fuente I_{CC}]

$I_{CC} = i_C$

$I_{CC} = C_J \dfrac{\partial V_D(t)}{\partial t}$

$$\boxed{\frac{\partial V_D(t)}{\partial t} = \frac{I_{CC}}{C_J}}$$ ECUACIÓN DIFERENCIAL

$$V_D(t) = \int \frac{I_{CC}}{C_J}\, dt = \frac{I_{CC}}{C_J} t + cte$$

Además tenemos la CI: $V_D(t=0) = -5V$ (apartado b)

$V_D(t=0) = \frac{I_{CC}}{C_J} \cdot 0 + cte = -5 \Rightarrow cte = -5$

Así, la función queda: $\boxed{V_D(t) = \frac{I_{CC}}{C_J} \cdot t - 5}$

Finalmente hallamos t_{ON}

$V_D(t_{ON}) = \frac{I_{CC}}{C_J} t_{ON} - 5 = V_\gamma \Rightarrow \boxed{t_{ON} = \frac{(V_\gamma + 5) C_J}{I_{CC}}} =$

$= \frac{0'7+5}{1m} 0'5 n = \boxed{2'85 \mu s}$

JUNIO 2003

Ejercicio 4.

El circuito de la figura 4.1, utilizado para desplazar el nivel de continua de la señal de entrada, se excita con el pulso dibujado en la figura 4.2.

a) Calcule el valor de la tensión en bornas de la capacidad v_C y la tensión de salida v_O para el estado estacionario en el intervalo $t < 0$ **(0,5 p.)**.

b) En $t = 0$ se produce la transición y v_I pasa a valer -5 V. Indique el valor de la tensión de salida v_O y el estado del diodo en el instante $t = 0^+$ **(0,5 p.)**.

c) Obtenga la ecuación diferencial que rige la evolución de v_C en el intervalo $0 < t < T$, y calcule la expresión de $v_O(t)$ en ese caso **(1 p.)**.

d) En $t=T$ la tensión a la entrada vuelve a cambiar al valor V_F. Si $T = 1$ ms, indique el valor de la tensión de salida v_O y el estado del diodo en el instante $t = T^+$ **(0,5 p.)**.

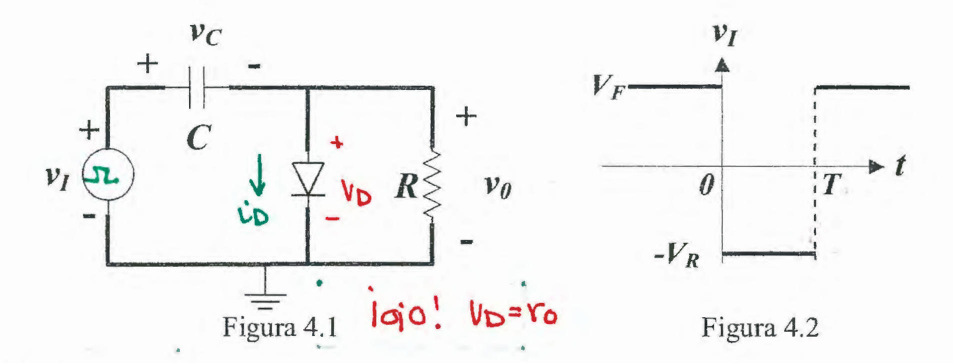


Figura 4.1 Figura 4.2

DATOS:

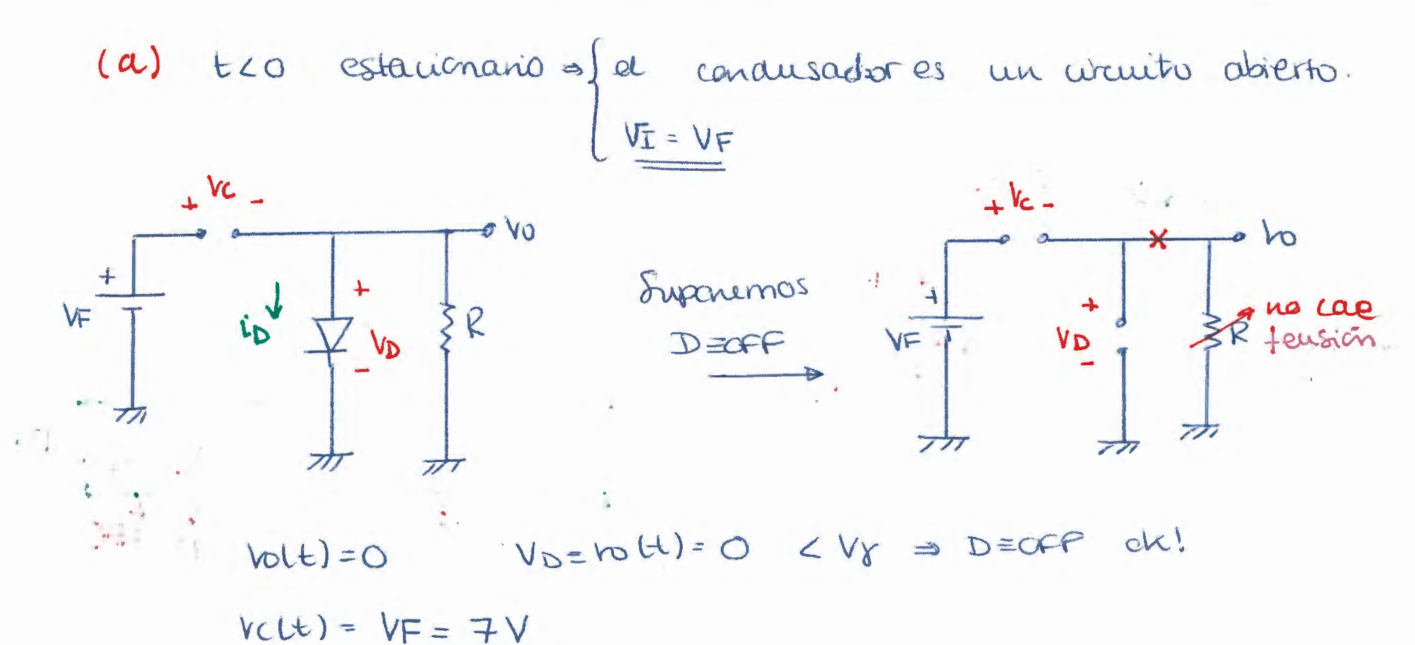
$C = 100$ µF; $R = 100$ Ω: $V_F = 7$ V; $V_R = 5$ V

Para el diodo:

Modelo con tensión de codo $V_\gamma = 0,5$ V y resistencia en directa $r_F = 1\Omega$.

Efectos capacitivos internos despreciables

(a) $t<0$ estacionario ⇒ { el condensador es un circuito abierto. $V_I = V_F$



$v_o(t) = 0$ $V_D = v_o(t) = 0 < V_\gamma \Rightarrow D \equiv OFF$ ok!

$v_C(t) = V_F = 7$ V

(b) ¿$v_o(t=0^+)$, ESTADO DIODO?

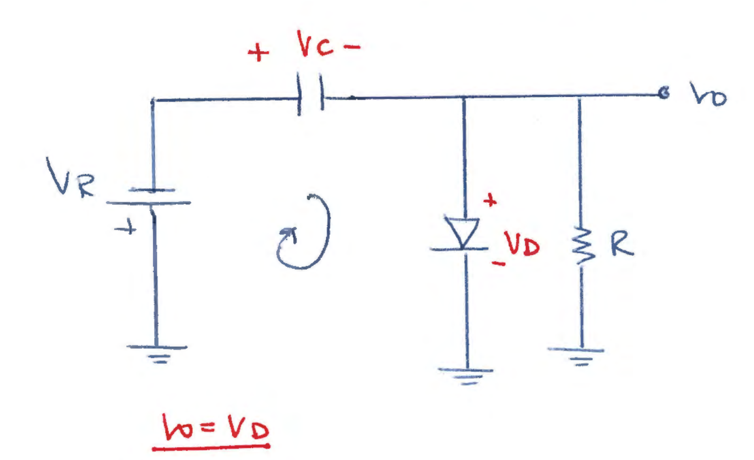
Cuando llegue la transición en ($t=0$) forzará la continuidad de tensión en sus bornas.

$$V_C(t=0^-) = V_C(t=0^+) = V_F$$

Para forzar esta continuidad, ante el cambio brusco en la pila, el diodo también sufrirá un cambio brusco.

$V_I = -V_R$

Transitorio



$v_o = V_D$

Vamos a particular el estudio de la malla para $t=0^+$

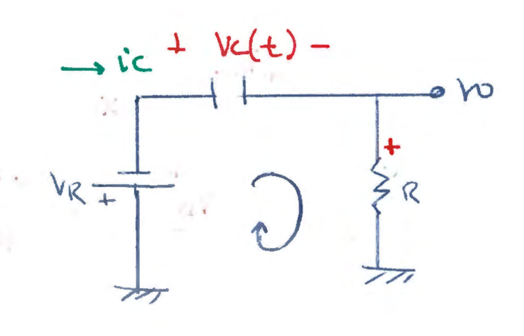
$$-V_R - V_C(t=0^+) - v_o(t=0^+) = 0$$

$$v_o(t=0^+) = -V_R - V_C(t=0^+) =$$

$$= -5-7 = -12V < V_\gamma$$

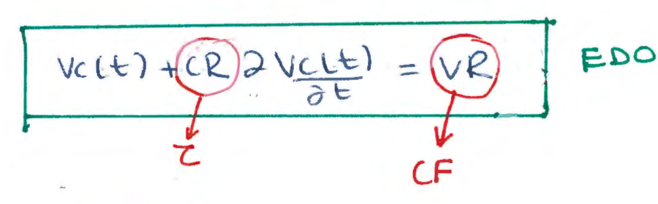
$\Rightarrow$ D ≡ OFF

(c) { Transitorio
$V_I = -V_R$
D ≡ OFF (apartado (b))



$$V_R + V_C(t) + i_C \cdot R = 0$$

$$V_R + V_C(t) + \frac{\partial V_C(t)}{\partial t} CR = 0$$



$$V_C(t) + CR \frac{\partial V_C(t)}{\partial t} = V_R$$ EDO

$CR \rightarrow \tau$, $V_R \rightarrow CF$

$$CI = V_C(t=0) = V_F$$

1º hallamos $v_C(t) = (CI - CF)e^{-t/\tau} + CF =$

$$= (V_F - V_R)e^{-t/10^{-2}}$$

Volvemos a la malla, despejamos $v_o(t)$

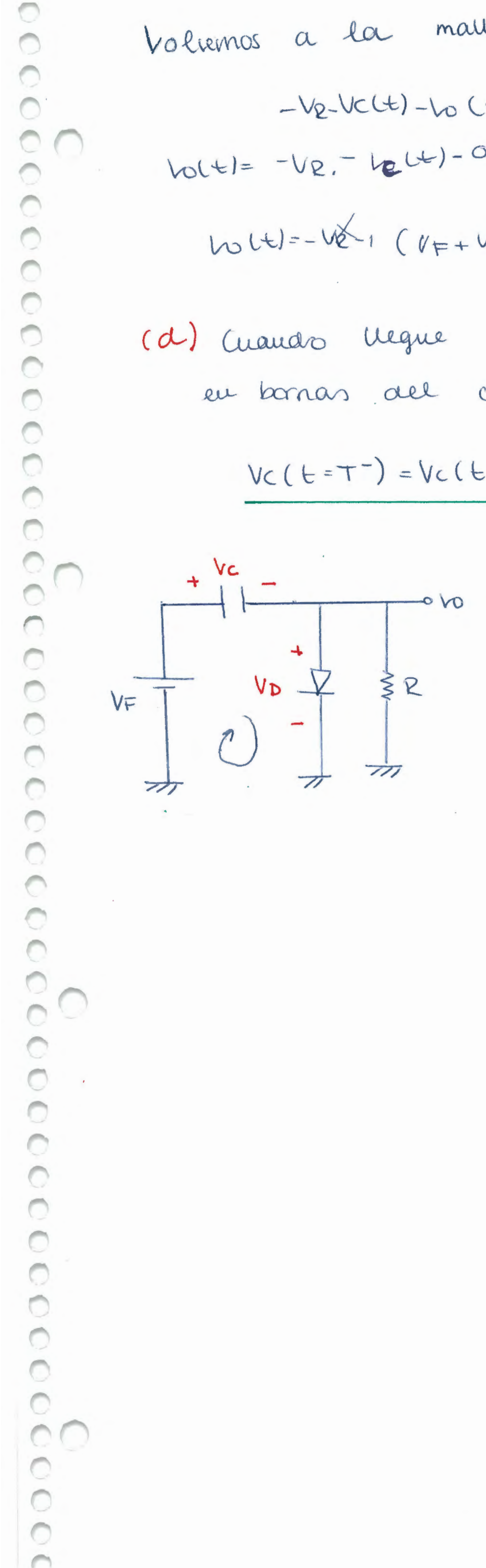
$$-V_R - V_C(t) - v_o(t) < 0$$

$$v_o(t) = -V_R - v_C(t) - 0$$

$$v_o(t) = -V_R - (V_F + V_R)e^{-t/RC} + V_R = -12 \cdot e^{-100t}$$

(d) Cuando llegue la transición, en $t=T$, la transición en bornas del condensador no podrá variar bruscamente

$$V_C(t=T^-) = V_C(t=T^+) = (V_F + V_R)e^{-t/RC} - V_R = 5'86\,V$$



Particularizando el estudio de la malla para $t = T^+$:

$$V_F - V_C(t=T^+) - v_o(t=T^+) = 0$$

$$v_o(t=T^+) = V_F - V_C(t=T^+) = 7 - 5'86 =$$

$$= 1'14\,V$$

$V_D = v_o = 1'14\,V \Rightarrow D \equiv ON$

JUNIO 1996

PROBLEMA 2.- El transistor de la figura 3 debe conmutar sobre una carga capacitiva $C_L = 10$ nF. Esta capacidad es la que limita la velocidad de la conmutación, y no las capacidades parásitas del transistor que pueden, por tanto, ignorarse.

a) Calcular el punto de trabajo del transistor en estado estacionario con el conmutador en la posición **1 (0,3 p)**.

b) Idem con el conmutador en **2 (0,5 p)**.

c) En t = 0 el conmutador pasa de **1**, donde llevaba mucho tiempo, a **2**. Calcular el tiempo t_{ON} que tarda v_0 en alcanzar su valor final. (Puesto que ignoramos las capacidades del transistor, éste entra instantáneamente en modo activo) **(1,2 p)**

Transistor:

$\beta = 100$; $V_{CEsat} \approx 0V$; $v_{BE}(t) << V_{CC}$ $\forall t$

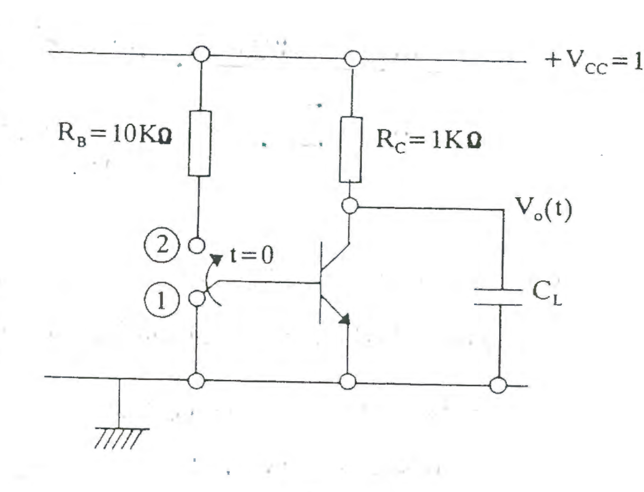
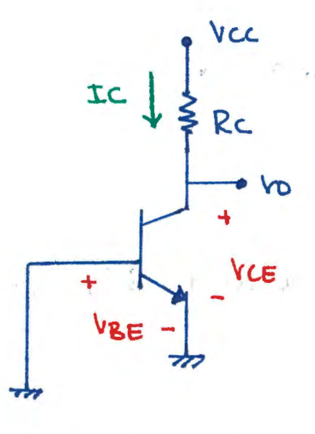


Fig. 3

(a) Estacionario, Posición 1

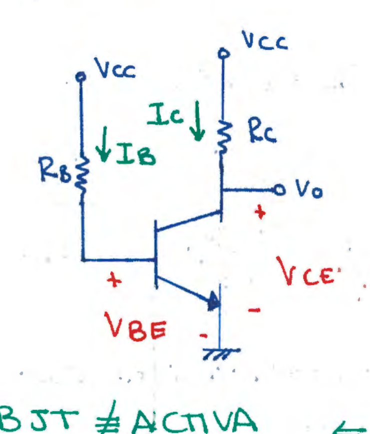


$V_{BE} = 0 \leq V_{\gamma E}$ BJT ≡ CORTE

$I_C = 0$ (por estar en corte)

$V_{CE} = V_{CC} = 15$

(b) estacionario, Posición 2



EE: $V_{BE} + I_B R_B - V_{CC} = 0$

ES: $V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$

Suponemos BJT ≡ ACTIVA

$V_{BE} = V_{\gamma E}$ $\quad I_B > 0$

$I_C = \beta I_B$ $\quad V_{CE} \geq V_{CE,sat}$

Dato: $V_{BE} << V_{CC}$

* EE: $I_B = \frac{V_{CC} - \cancel{V_{BE}}}{R_B} = \frac{15}{10k} = 1'5 \text{ mA} > 0$ ✓

$I_C = \beta I_B = 0'15 A$

* ES: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 15 - 0'15 \cdot 1k = -135 V$

$V_{CE} < V_{CE,sat}$

BJT ≠ ACTIVA ⇐

Suponemos BJT ≡ SATURACIÓN $\begin{cases} V_{BE} = V_{\gamma E} & I_B > 0 \\ V_{CE} = V_{CE,sat} = 0\,V & I_C < \beta I_B \end{cases}$

$\underline{I_B = 1'5\,mA} > 0$ ✓ $\Rightarrow$ BJT ≡ SATURACIÓN

ES : $I_C = \dfrac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{R_C} = \dfrac{15}{1k} = 15\,mA < \beta I_B$ ✓

(c) Cuando llegue la transición el condensador C_L forzará que V_{CE} no cambie bruscamente $V_{CE}(t=0^-) = V_{CE}(t=0^+) = 15\,V \geq V_{CE,sat}$

Pero al cambiar el conmutador desde $t=0$ tendremos que la entrada al BJT habrá cambiado. Instantáneamente tendremos $I_B = 1'5\,mA > 0$.

Así en el comienzo de la transición el BJT estará en activa (para saturarse cuando pase un tiempo)

¿ t_{ON} / $V_{CE} = 0V$? NB: ¡OJO! que $V_{CE} = v_o$!!!

Valor final de $v_o(t) = v_o(t_{ON}) = V_{CE} = V_{CE,sat} = 0\,V$

- transitorio
- Posición 2
- BJT ≡ ACTIVA (cuando comienza la transición está en activa)

V_{CC}, R_B, V_{CC}, i_{RC}, R_C, $v_o(t)$, I_C, V_{CE}, V_{BE}, i_C, C_L, $v_C(t)$

¡ $v_o(t) = v_C(t)$!

$i_{RC} = I_C + i_C$

$\dfrac{V_{CC} - v_o(t)}{R_C} = \beta I_B + C_L \dfrac{\partial v_C(t)}{\partial t}$

$\underbrace{C_L R_C}_{\tau} \dfrac{\partial v_C(t)}{\partial t} + v_o(t) = \underbrace{V_{CC} - \beta I_B R_C}_{CF}$

CI: $v_o(t=0) = 15\,V \Leftarrow V_{CE} = v_o$

$v_o(t) = (CI - CF)\, e^{-t/\tau} + CF =$

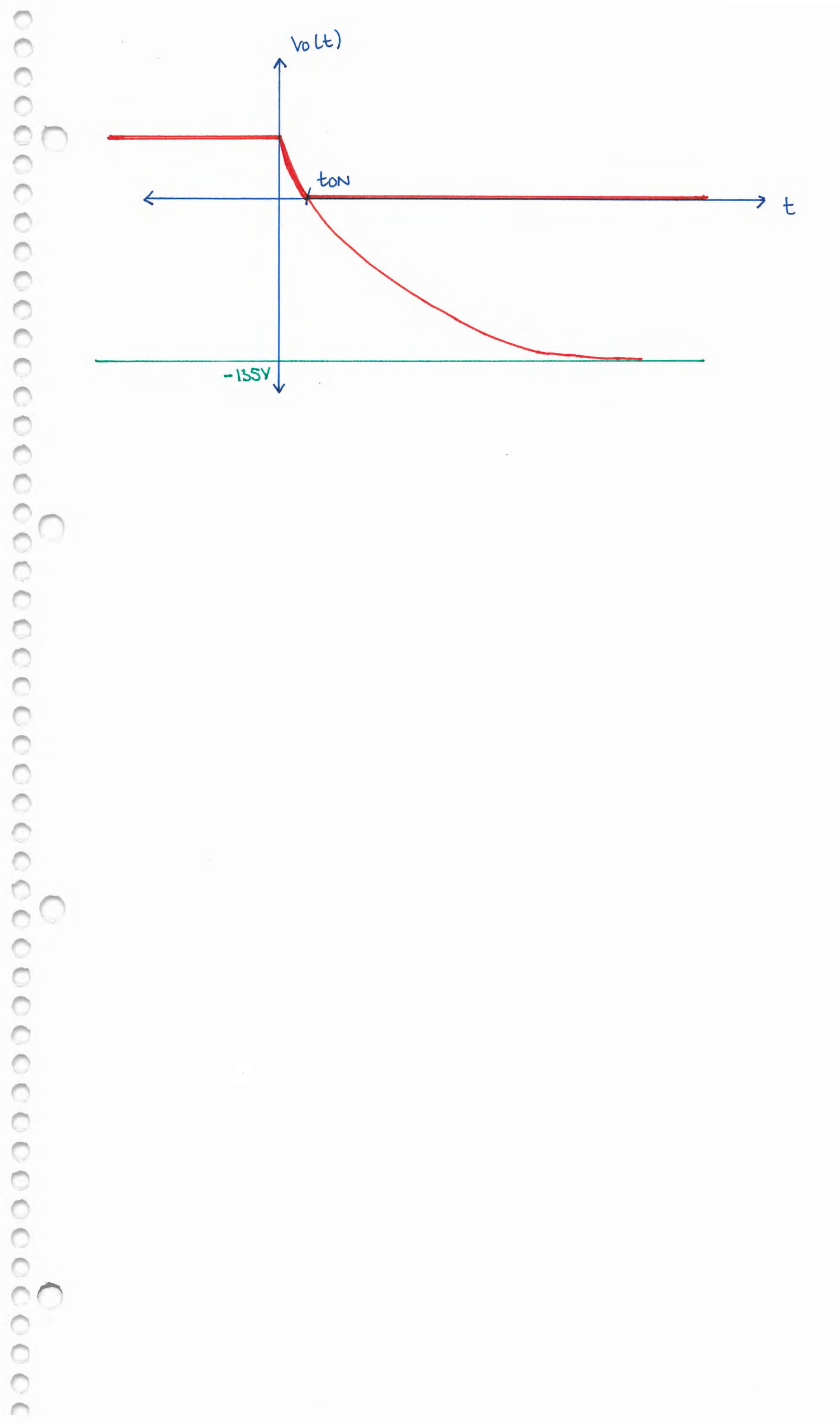
$= (\cancel{15} - \cancel{V_{CC}} + \beta I_B R_C)\, e^{-t/C_L R_C} + V_{CC} - \beta I_B R_C =$

$= V_{CC} + \beta I_B R_C \left(e^{-t/C_L R_C} - 1 \right)$

Hallamos ya t_{ON}: $v_o(t_{ON}) = V_{CC} + \beta I_B R_C \left(e^{\left(\frac{-t_{ON}}{C_L R_C}\right)} - 1 \right) = 0$

$e^{-\frac{t_{ON}}{C_L R_C}} = 1 - \dfrac{V_{CC}}{\beta I_B R_C}$

$t_{ON} = - C_L R_L \ln \left[1 - \dfrac{V_{CC}}{\beta I_B R_C} \right] = 1'05\,\mu s$


Vo(t)
tON
t
-135V

Ejercicio 4. El circuito de la figura 4.1 consta de un transistor MOSFET de acumulación y una resistencia de carga R_D. La tensión de entrada v_i se representa en la figura 4.2. Calcular:

a) El valor de la tensión de salida para t=0, $v_0(0)$, y para $t \to \infty$, $v_0(t \to \infty)$ **(0,7 p)**

b) La expresión de la tensión de salida, $v_0(t)$, para t>T **(0,9 p)**

c) Si la resistencia de carga R_D se sustituye por una carga activa, como muestra el circuito de la figura 4.3, vuelva a calcular el valor de la tensión de salida para t=0, $v_0(0)$ **(0,9 p)**

DATOS: V_{DD}=5 V; R_D=20 kΩ; C=5 µF

MOSFET Q$_1$, canal n de acumulación (normalmente OFF): κ_1=20 µA/V^2; V_{T1}=2 V;

MOSFET Q$_2$, canal n de deplexión (normalmente ON): κ_2=5 µA/V^2; V_{T2}=-2V

Para los transistores en saturación $i_D = \kappa(v_{GS} - V_T)^2$

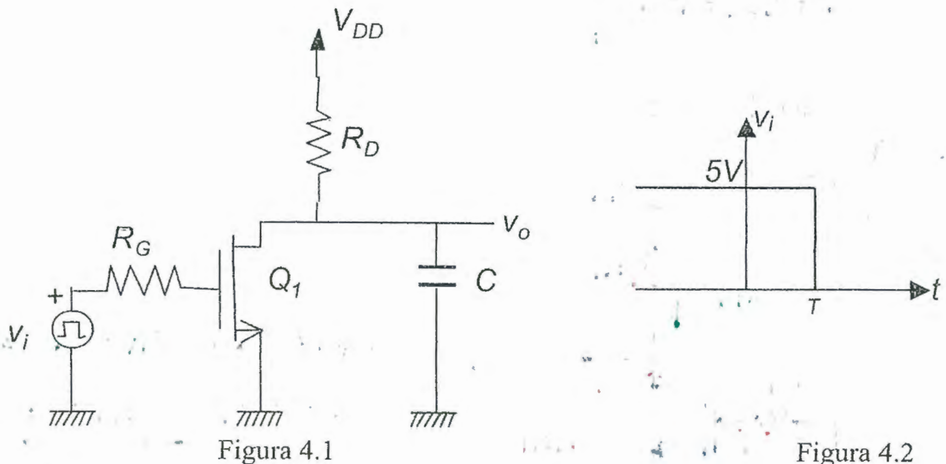


Figura 4.1

Figura 4.2

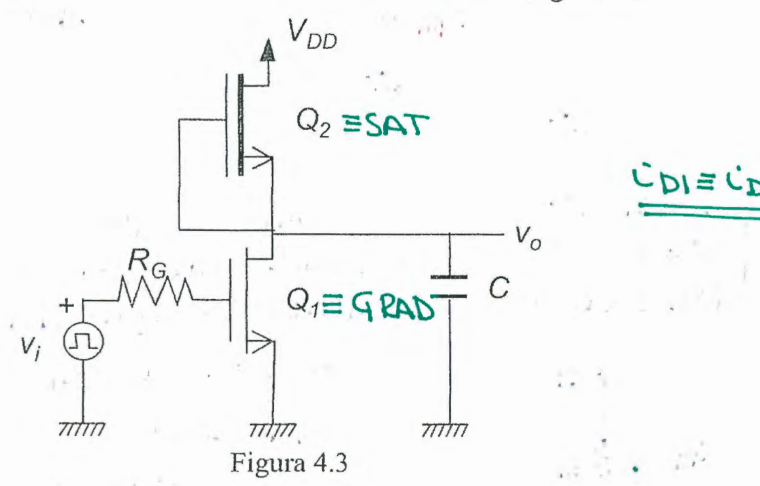


Figura 4.3

$i_{D1} \equiv i_{D2}$

(a) Estacionario → todo lo que vamos a calcular vale para todo $t < T$

$V_0(t=0)$ $\quad V_i = V_I$

VDD, i_{D1}, RD, vo, RG, +, V_I, + V_{GS1} −, + V_{DS1} −

$V_{GS1} = V_I = 5V \geq V_{T1} = 2V \Rightarrow$ FET $\neq$ CORTE

Suponemos saturación $\{ i_{D1} = k_1 (V_{GS1} - V_{T1})$

$V_{DS1} = V_{DD} - i_{D1} R_D = V_{DD} - k_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 R$

$\Rightarrow V_{DS1} = 1'4V$ $\leq V_{DS,sat} \Rightarrow$ FET $\neq$ SAT

$V_{DS,sat} = V_{GS1} - V_{T1} = 5 - 2 = 3V$

$\Rightarrow$ FET $\equiv$ GRADUAL

Suponemos gradual $\{ i_{D1} = k_1 (2(V_{GS1} - V_{T1}) - V_{DS1}) V_{DS1}$

Primero calculamos $i_{D1} = k_1 (2(V_I - V_{T1}) - V_{DD} + i_{D1} R_D)(V_{DD} - i_{D1} R_D)$

(1) (5)

$$i_{D1}^2 \underbrace{R_D^2 k_1}_{8000} + i_{D1} \underbrace{(1 - 4k_1 R_D)}_{-0'6} - \underbrace{5k_1}_{-10^{-4}} = 0$$

$$i_{D1} = \begin{cases} 155'4 \, \mu A \\ -80'4 \, \mu A \end{cases}$$

Finalmente: $V_{DS1} = V_{DD} - i_{D1} R_D = 1'9 V$ $\leq V_{DS,sat} \Rightarrow FET \equiv GRADUAL$ ✓

$v_o(t=0) = V_{DS1} = 1'9V$

(a2) $v_o(t \to \infty)$ $\begin{cases} \text{Estacionario} \\ v_i = 0 \end{cases}$

$V_{GS1} = 0V < V_{T1} = 2V \Rightarrow FET \equiv CORTE$

como $FET \equiv CORTE \Rightarrow I_D = 0$

$V_{DD} = V_{DS1} = 5V = v_o$

(b) $t > T$ $\begin{cases} \text{transitorio} \\ v_i = 0 \\ FET \equiv CORTE \end{cases}$

cuando llegue la transición, independientemente de que se cumpla, por el condensador que $V_{DS1}(t=\ ) = V_{DS1}(t=\ ) = 1'9V$ en $t=T$ de golpe cambia la pila V_I y V_{GS1} pasa a valer 0. Así en $t=T$, instantaneamente, el FET empieza el transitorio en CORTE. $\Rightarrow I_D = 0$

¡$V_C(t) = v_o(t)$!

$i_{RD} = i_C$

$$\frac{V_{DD} - v_o(t)}{R_D} = C \frac{\partial V_C(t)}{\partial t} \Rightarrow C R_D \frac{\partial V_C(t)}{\partial t} + v_o = V_{DD}$$

CI: $v_o(t=T) = 1'9V$

vamos a hacer el cambio de variable: $t' = t - T$ usamos este cambio porque así cuando $t=T$, entonces $t'=0$

Así tendremos: $CR_D \frac{\partial v_o(t')}{\partial t} + v_o(t') = V_{DD}$

($CR_D \rightarrow \tau$, $V_{DD} \rightarrow CF$)

$$v_o(t'=0) = 1'9\,V$$

$$v_o(t') = (CI - CF)e^{-t/\tau} + CF = (1'9 - V_{DD})e^{-t'/R_DC} + V_{DD} = -3'1 \cdot e^{-10t'}$$

Finalmente deshaciendo el cambio

$$v_o(t) = -3'1 \cdot e^{-10(t-T)}$$

EBAS
Problemas adicionales

FEBRERO 2007

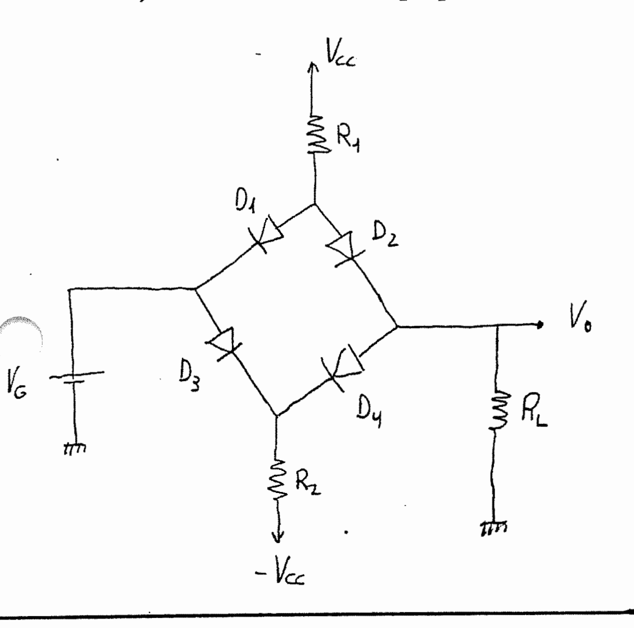
Ejercicio 1.

En el circuito de la figura 1 los cuatro diodos, D_1, D_2, D_3 y D_4 son iguales. El generador V_G es de tensión continua.

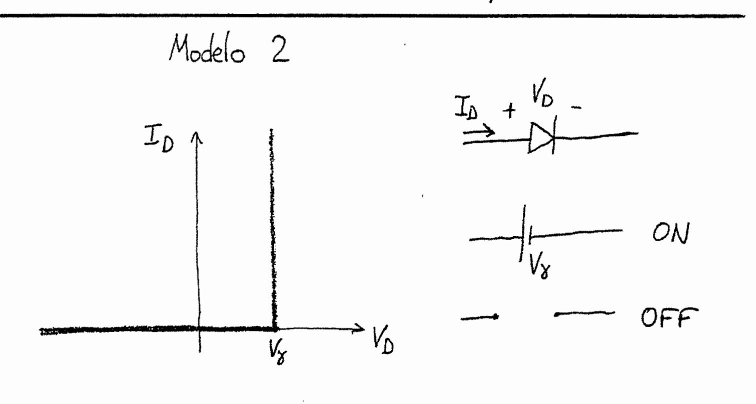
a) Para $V_G = 0$ V, diga, razonando la respuesta, en qué estado se encuentra cada uno de los diodos. Calcule la corriente por las resistencias R_1, R_2 y R_L. **(1 p)**

b) Para $V_G = 7$ V demuestre que los diodos D_1 y D_4 están en OFF. Calcule el valor de la tensión de salida, V_0, y la corriente por la resistencia R_L. **(1 p)**

c) Para $V_G = -7$ V explique cuál será el estado de cada uno de los diodos. **(0,5 p)**

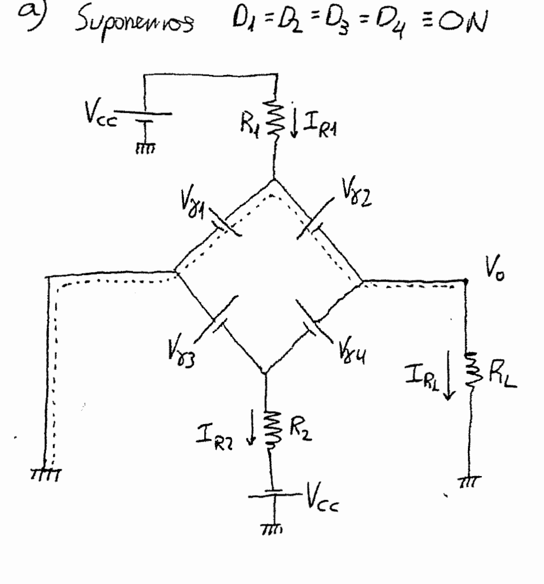


DATOS: $V_{CC} = 10$V, $R_1 = R_2 = R_L = 10$ kΩ. Para los diodos utilice un modelo lineal por tramos con $V_\gamma = 0{,}7$V.



$2^4 = 16$ combinaciones posibles

a) Suponemos $D_1 = D_2 = D_3 = D_4 \equiv ON$



En el dibujo el camino de puntos

Se observa $V_0 = 0$ por tanto $I_{R_L} = 0$

$$I_{R1} = \frac{V_{cc} - V_\gamma}{R_1} = \frac{10 - 0{,}7}{10} = 0{,}93\ mA$$

$$I_{R2} = \frac{-V_\gamma - (-V_{cc})}{R_2} = \frac{V_{cc} - V_\gamma}{R_2} = \frac{10 - 0{,}7}{10} = 0{,}93\ mA$$

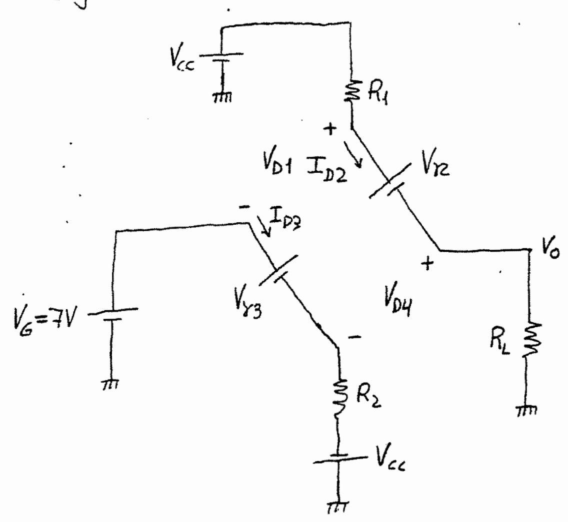
Como el circuito es simétrico:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{R1}}{2} = \frac{0{,}93}{2} = 0{,}465\ mA > 0 \quad \checkmark OK$$

$$I_{D3} = I_{D4} = \frac{I_{R2}}{2} = \frac{0{,}93}{2} = 0{,}465\ mA > 0 \quad \checkmark OK$$

b) D_1 y D_4 en OFF (lo dice el enunciado)

D_2 y D_3 en ON (lo suponemos)



Evidentemente $I_{D1} = I_{D4} = 0$

Malla inferior: $V_G - V_{\gamma 3} - I_{D3}R_2 + V_{cc} = 0 \Rightarrow I_{D3} = \dfrac{V_G - V_{\gamma 3} + V_{cc}}{R_2} = \dfrac{7-0,7+10}{10} = 1$

Malla superior: $V_{cc} - I_{D2}R_1 - V_{\gamma 2} - I_{D2}R_L = 0 \Rightarrow I_{D2} = \dfrac{V_{cc}-V_{\gamma 2}}{R_1+R_L} = \dfrac{10-0,7}{10+10} = 0,465\,mA$

Comprobación de hipótesis D_2 y D_3:

$D_2 \equiv ON \Rightarrow I_{D2} = 0,465 > 0$ √Ok

$D_3 \equiv ON \Rightarrow I_{D3} = 0,465 > 0$ √Ok

Por tanto: $\boxed{I_{R_L} = I_{D2} = 0,465\ mA}$ $\boxed{V_o = I_{R_L} \cdot R_L = 0,465 \cdot 10 = 4,65\ V}$

Comprobación de hipótesis de los diodos D_1 y D_4:

$D_1 \equiv OFF \Rightarrow V_{D1} < V_{\gamma 1} \Rightarrow V_{D1} = (V_o + V_{\gamma 2}) - V_G = (4,65+0,7) - 7 = -1,65 < V_\gamma = 0,7$ √Ok

$D_4 \equiv OFF \Rightarrow V_{D4} < V_{\gamma 4} \Rightarrow V_{D4} = V_o - (V_G - V_{\gamma 3}) = 4,65 - (7-0,7) = -1,65 < V_\gamma = 0,7$ √Ok

c) Por la simetría del circuito podemos suponer D_1 y D_4 en ON

D_2 y D_3 en OFF

Evidentemente $I_{D2} = I_{D3} = 0$

Malla inferior: $-I_{D4}R_L - V_{\gamma 4} - I_{D4}R_2 + V_{cc} = 0 \Rightarrow I_{D4} = \dfrac{V_{cc}-V_{\gamma 4}}{R_L+R_2} = \dfrac{10-0,7}{10+10} = 0,465\,mA$

Malla superior: $V_{cc} - I_{D1}R_1 - V_{\gamma 1} - V_G = 0 \Rightarrow I_{D1} = \dfrac{V_{cc} - V_{\gamma 1} - V_G}{R_1} = \dfrac{10-0,7-(-7)}{10} = 1,63\,mA$

Comprobación de hipótesis D_1 y D_4:

$D_1 \equiv ON \Rightarrow I_{D1} = 0,465 > 0$ √Ok

$D_4 \equiv ON \Rightarrow I_{D4} = 1,63 > 0$ √Ok

Comprobación de hipótesis de los diodos D_2 y D_3:

$D_2 \equiv OFF \Rightarrow V_{D2} < V_{\gamma 2} \Rightarrow V_{D2} = (V_G + V_{\gamma 1}) - V_o = (-7+0,7) - (-4,65) = -1,65 < V_\gamma = 0,7$ √Ok

$D_3 \equiv OFF \Rightarrow V_{D3} < V_{\gamma 3} \Rightarrow V_{D3} = V_G - (V_o - V_{\gamma 4}) = -7 - (-4,65 - 0,7) = -1,65 < V_\gamma = 0,7$ √Ok

Por tanto, $I_{R_L} = I_{D4} = 0,465\,mA \Rightarrow V_o = -I_{R_L} \cdot R_L = -0,465 \cdot 10 = -4,65\,V$

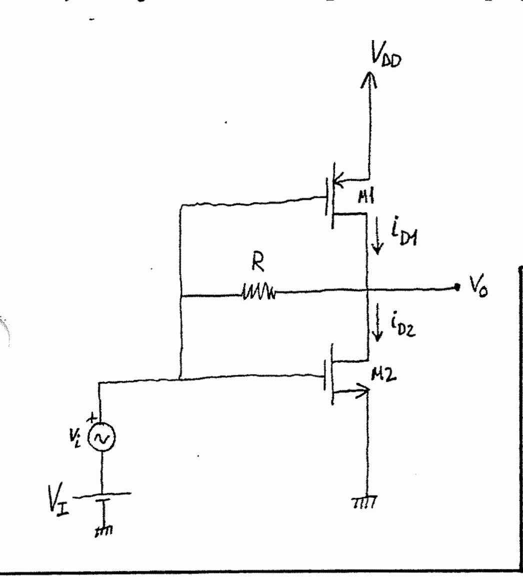
FEBRERO 2007

Ejercicio 2.

El circuito de la figura 1 representa un amplificador CMOS. Los dos transistores M_1 y M_2 son normal OFF. Se pide:

a) Calcular I_{D1}, I_{D2} y V_0 (en continua) y los parámetros del circuito equivalente en pequeña señal, g_m y r_0, para cada transistor. Compruebe que ambos transistores trabajan en activa (saturación). Para el análisis de polarización tome $V_A \to \infty$, pero no use esta aproximación para ningún otro cálculo. **(1p)**

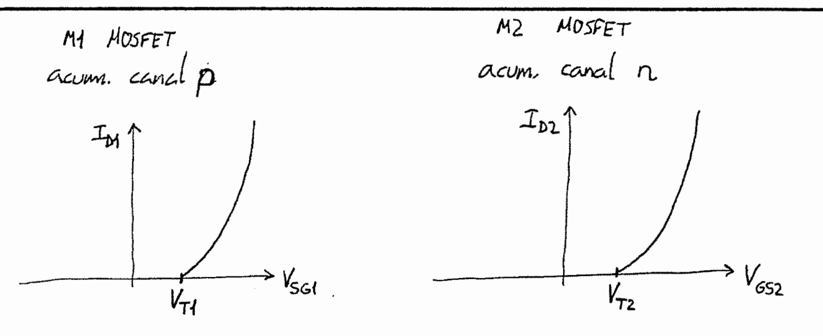
b) Dibujar el circuito equivalente en pequeña señal y calcular la ganancia de tensión, $A_V = v_0 / v_i$. **(1,5p)**



DATOS:

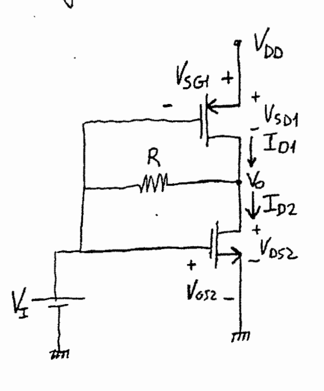
$V_{DD}=5\,V$; $V_I=2{,}5\,V$; $R=312{,}5\,k\Omega$

$k_1=k_2=k=0{,}8\cdot10^{-4}\,A/V^2$; $V_{T1}=V_{T2}=V_T=0{,}5\,V$; $V_A=100\,V$



a) ¿I_{D1}, I_{D2}, V_0?

Dibujamos el circuito equivalente en DC



Por estar M1 en saturación: $I_{D1}=k_1(V_{SG1}-V_{T1})^2 = k(V_{DD}-V_I-V_{T1})^2 = 0{,}8\cdot(5-2{,}5-0{,}5)^2\cdot10^{-4} = 3{,}2\cdot10^{-4}$ ($V_{SG1}=V_{DD}-V_I$)

Por estar M2 en saturación: $I_{D2}=k_2(V_{GS2}-V_{T2})^2 = k_2(V_I-V_{T2})^2 = 0{,}8\cdot10^{-4}(2{,}5-0{,}5)^2 = 3{,}2\cdot10^{-4}\,A$ ($V_{GS2}=V_I$)

Ahora, como $I_{D1}=I_{D2} \Rightarrow I_R=0 \Rightarrow V_0=V_I=2{,}5\,V$

$g_{m1}=2k_1(V_{SG1}-V_{T1})=2\cdot0{,}8\cdot10^{-4}(5-2{,}5-0{,}5)=3{,}2\cdot10^{-4}\,\mho$

$g_{m2}=2k_2(V_{GS2}-V_{T2})=2\cdot0{,}8\cdot10^{-4}(2{,}5-0{,}5)=3{,}2\cdot10^{-4}\,\mho$

$r_{01}=\frac{V_A}{I_{D1}}=\frac{100}{3{,}2\cdot10^{-4}}=312{,}5\,k\Omega$

$r_{02}=\frac{V_A}{I_{D2}}=\frac{100}{3{,}2\cdot10^{-4}}=312{,}5\,k\Omega$

Comprobación de hipótesis de saturación para M1:

$V_{SG1}>V_{T1} \Rightarrow V_{SG1}=V_{DD}-V_I=5-2{,}5=2{,}5>V_{T1}=0{,}5$ ✓ok

$V_{SD1}>V_{SDsat} \Rightarrow V_{SD1}=V_{DD}-V_0=5-2{,}5=2{,}5>V_{SDsat}=2$ ✓ok

$V_{SDsat}=V_{SG1}-V_{T1}=2{,}5-0{,}5=2$

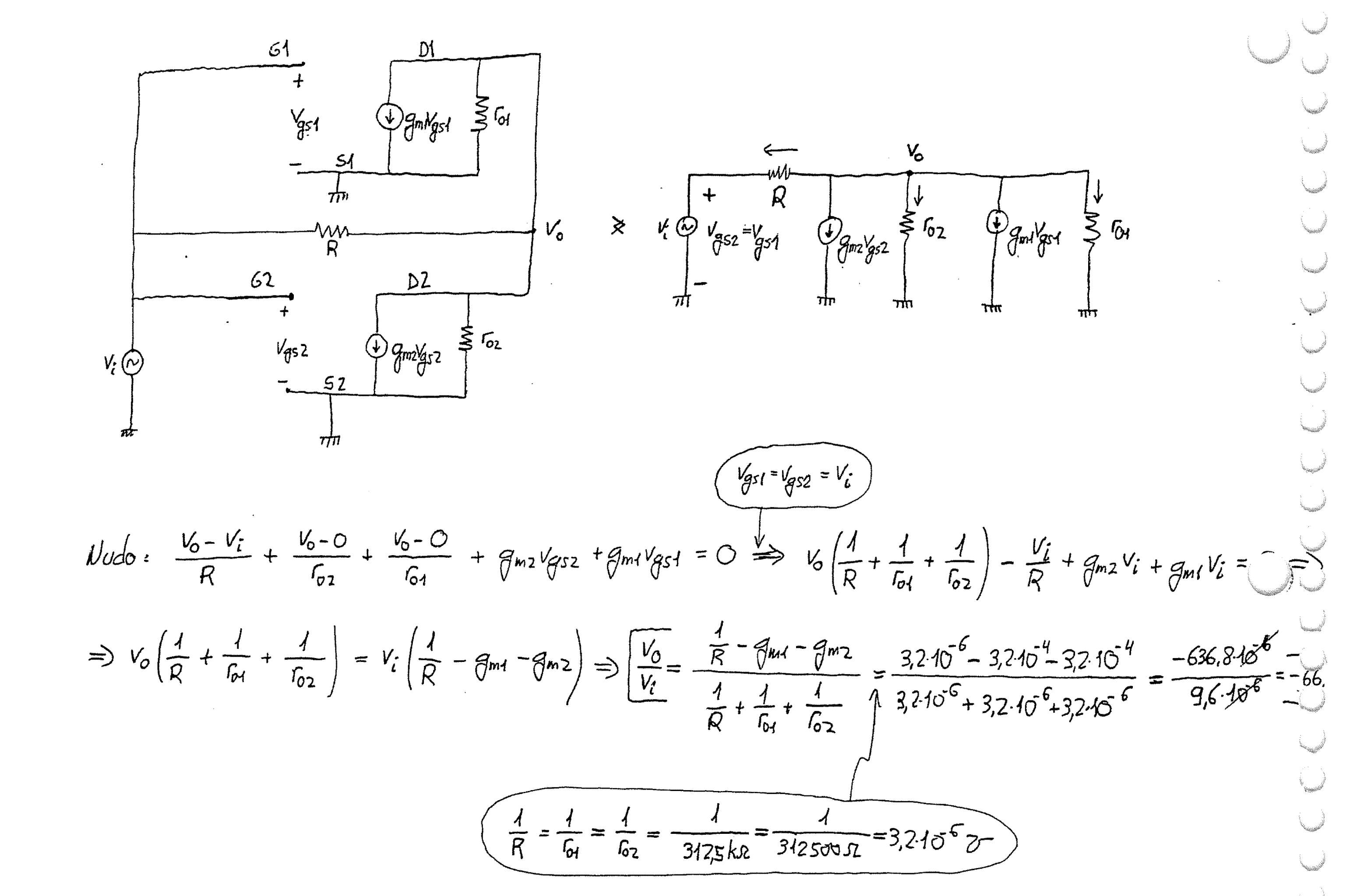
Comprobación de hipótesis de saturación para M2

$V_{GS2}>V_{T2} \Rightarrow V_{GS2}=V_I=2{,}5>V_{T2}=0{,}5$ ✓ok

$V_{DS2}>V_{DSsat} \Rightarrow V_{DS2}=V_0=2{,}5>V_{DSsat}=2$ ✓ok

$V_{DSsat}=V_{GS2}-V_{T2}=2{,}5-0{,}5=2$

b)



$V_{gs1} = V_{gs2} = V_i$

Nudo: $\frac{V_o - V_i}{R} + \frac{V_o - 0}{r_{o2}} + \frac{V_o - 0}{r_{o1}} + g_{m2}V_{gs2} + g_{m1}V_{gs1} = 0 \Rightarrow V_o\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}\right) - \frac{V_i}{R} + g_{m2}V_i + g_{m1}V_i = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_o\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}\right) = V_i\left(\frac{1}{R} - g_{m1} - g_{m2}\right) \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_i}} = \frac{\frac{1}{R} - g_{m1} - g_{m2}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}} = \frac{3{,}2\cdot10^{-6} - 3{,}2\cdot10^{-4} - 3{,}2\cdot10^{-4}}{3{,}2\cdot10^{-6} + 3{,}2\cdot10^{-6} + 3{,}2\cdot10^{-6}} = \frac{-636{,}8\cdot10^{-6}}{9{,}6\cdot10^{-6}} = -66{,}\ldots$

$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_{o1}} = \frac{1}{r_{o2}} = \frac{1}{312{,}5\,k\Omega} = \frac{1}{312500\,\Omega} = 3{,}2\cdot10^{-6}\,℧$

FEBRERO 2007

Ejercicio 4.

El circuito de la figura 1 se utiliza para aplicaciones de comunicaciones ópticas. El transistor trabaja conmutando y con ello se modula el diodo emisor de luz (D_{LED}) en ON (encendido) - OFF (apagado). La señal que se aplica al circuito es la de la figura 2. Se pide:

a) Para $t<0$, diga el estado en el que se encuentran los diodos D_1 y D_{LED} y el transistor. Calcule la corriente de colector del transistor, i_C, la corriente a través del diodo, i_{LED}, y la tensión en los bornas del condensador v_0. **(0,9p)**

b) Para $t\to\infty$, diga el estado en el que se encuentran los diodos D_1 y D_{LED} y el transistor. Calcule la corriente de colector del transistor, i_C, la corriente a través del diodo, i_{LED}, y la tensión en los bornes del condensador v_0. **(0,9p)**

c) Calcule la variación de la tensión en el condensador para $t>0$, $v_0(t)$. **(0,7p)**

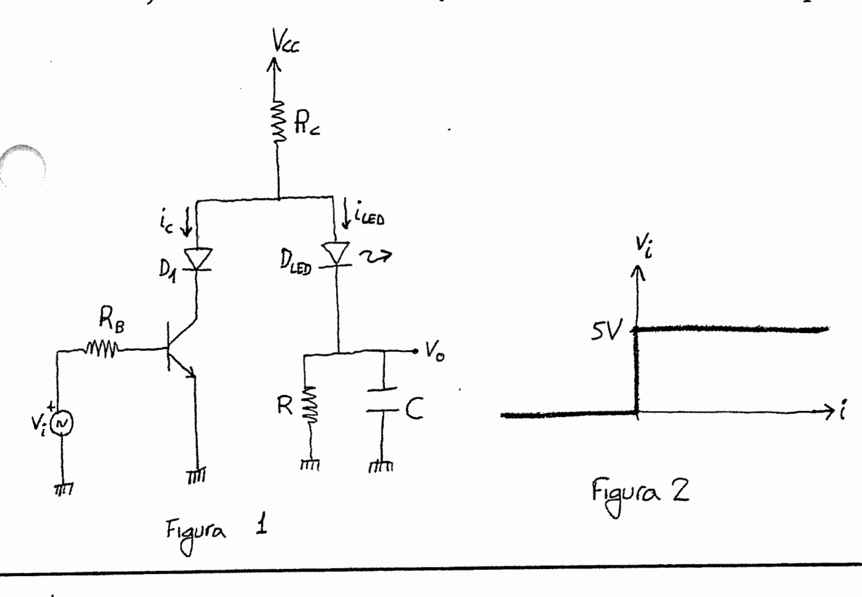
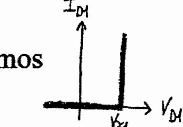


Figura 1

Figura 2

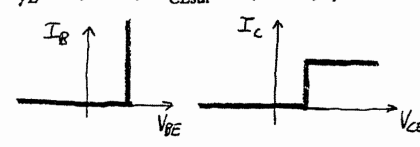
DATOS:
$V_{CC}=5$ V; $R_C=2\,k\Omega$; $R_B=500\ \Omega$;
$R=1{,}8\,k\Omega$; $C=10$ nF

Diodo D_1: Modelo lineal por tramos con $V_{\gamma 1}=0{,}7$ V



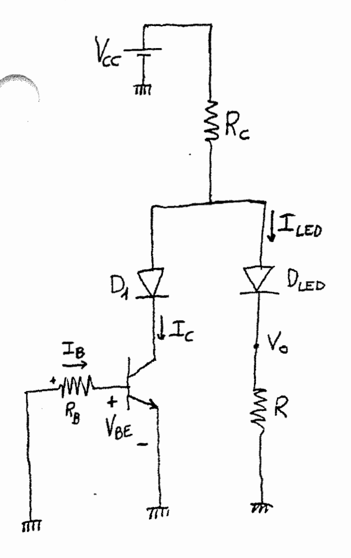
Diodo LED: Modelo lineal por tramos con $V_{\gamma LED}=1{,}2$ V

Transistor Bipolar:
$V_{\gamma E}=0{,}7$ V; $V_{CEsat}=0{,}2$ V; $\beta=100$



a)

Circuito en $t<0$ ($t=0^-$). Régimen estacionario. $V_i=0$.



Hay que pensar un poco: si V_{BE} fuera positivo $\Rightarrow V_B>0 \Rightarrow I_B<0 \Rightarrow$ BJT no está en activa di

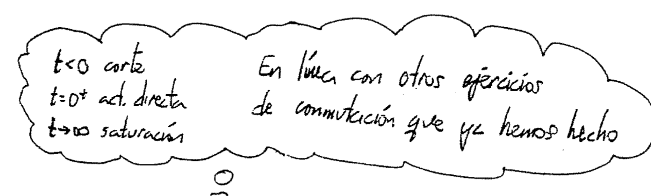
si V_{BE} fuera negativo $\Rightarrow V_B<0 \Rightarrow I_B>0$ Imposible

Conclusión: $V_{BE}=0 \Rightarrow$ **Transistor en corte** $\Rightarrow I_C=0 \Rightarrow$ **D_1 está en OFF** ya que por él no circula corriente

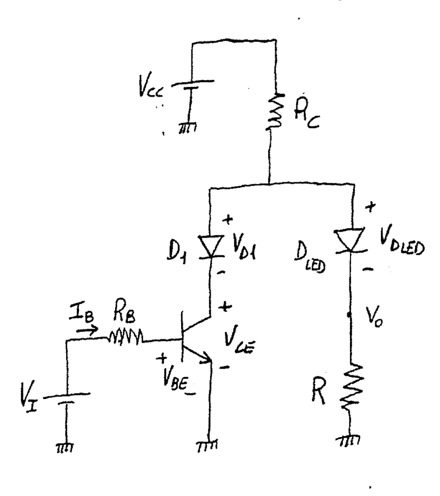
Ahora hacemos una hipótesis sobre el estado de D_{LED}: suponemos D_{LED} en ON.

$$V_{CC}-I_{LED}R_C-V_{\gamma LED}-I_{LED}R=0 \Rightarrow I_{LED}=\frac{V_{CC}-V_{\gamma LED}}{R_C+R}=\frac{5-1{,}2}{2+1{,}8}=1\,mA>0\ \checkmark ok \Rightarrow \boxed{D_{LED}\ \text{en ON}}$$

La tensión en bornas del condensador: $\boxed{V_0=R\cdot I_{LED}=1{,}8\cdot 1=1{,}8\ V}$



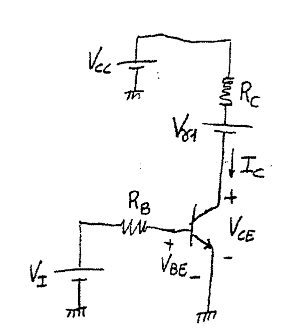
b) Circuito en $t \to \infty$. Régimen estacionario. $V_i = 5V$



Hacemos una hipótesis: transistor en saturación, D_1 en ON y D_{LED} en OFF

Por tanto se cumple que: CE: $V_{BE} = V_{BE}$

CS: $V_{CE} = V_{CEsat}$



ES: $V_{cc} - I_C R_C - V_{\delta 1} - V_{CEsat} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{cc} - V_{\delta 1} - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{5-0{,}7-0{,}2}{2} = 2{,}05\ mA \Rightarrow I_{D1} = I_C = 2{,}05\ mA > 0$ ✓ok

EE: $V_I - I_B R_B - V_{BE} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_I - V_{BE}}{R_B} = \frac{5-0{,}7}{0{,}5} = 8{,}6\ mA$

D_1 ON

Comprobamos las hipótesis de saturación:

$I_B > 0 \Rightarrow I_B = 8{,}6 mA > 0$ ✓ok

$I_C < \beta I_B \Rightarrow 2{,}05 < 860$ ✓ok

$\Rightarrow$ **Transistor en saturación**

Por último comprobamos la hipótesis del LED (Como $D_{LED} \equiv OFF$ se debe cumplir $I_{LED} = 0$):

Malla $V_{CE} + V_{D1} - V_{DLED} - \underset{\overset{\|}{0}}{\cancel{I_{LED}}} R = 0 \Rightarrow V_{DLED} = V_{CE} + V_{D1} = 0{,}2 + 0{,}7 = 0{,}9V$

Por tanto: $D_{LED} \equiv OFF \Rightarrow V_{DLED} < V_{\gamma E} \Rightarrow V_{DLED} = 0{,}9 < 1{,}2$ ✓ok $\Rightarrow$ **D_{LED} en OFF**

Por último: $\boxed{V_0} = I_{LED} \cdot R = \boxed{0}$

c) Idea feliz: El estudio de circuito en $t = 0^+$ es exactamente igual que en $t \to \infty$, por tanto { Transistor en saturación; D_1 en ON; D_{LED} en OFF }

(circuito: R, i_c, C, V_0)

$V_0 = i_c R \Rightarrow V_0 = -RC\frac{dV_0}{dt} \Rightarrow RC\frac{dV_0}{dt} + V_0 = 0 \Rightarrow 1{,}8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-8}\frac{dV_0}{dt} + V_0 = 0 \Rightarrow 1{,}8 \cdot 10^{-5}\frac{dV_0}{dt} +$

La condición inicial la obtenemos del apdo a):

$V_0(0^-) = V_0(0^+) = 1{,}8\ V$

PVI $\begin{cases} 1{,}8 \cdot 10^{-5}\frac{dV_0}{dt} + V_0 = 0 \\ V_0(0^+) = 1{,}8 \end{cases}$

Resolviendo: $V_0(t) = (1{,}8 - 0)e^{-\frac{t}{1{,}8 \cdot 10^{-5}}} + 0 \Rightarrow \boxed{V_0(t) = 1{,}8e^{-55 \cdot 10^3 t}}$, $t > 0$

FEBRERO 2007

Ejercicio 3.

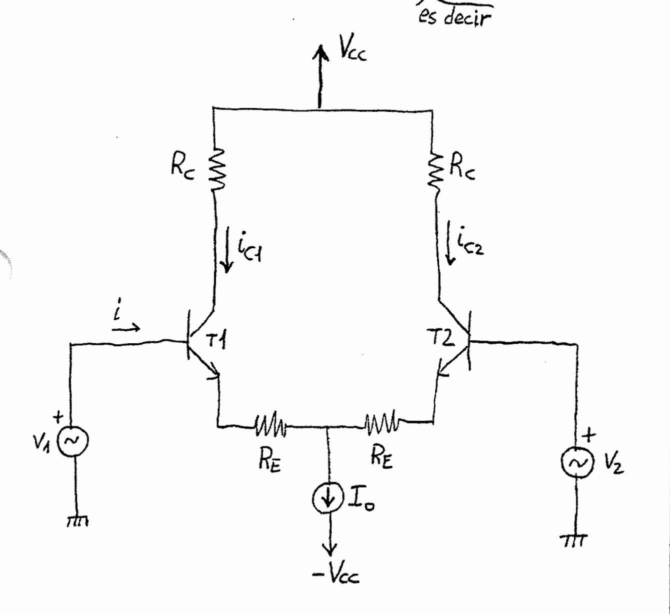
El circuito convertidor tensión-corriente de la Figura 1 está formado por un par diferencial con dos transistores idénticos que trabajan en activa. Se pide:

a) Calcular las corrientes de los colectores I_{C1} e I_{C2} en continua y los parámetros $r_{\pi 1}$ y $r_{\pi 2}$ del modelo equivalente para pequeña señal de los transistores T_1 y T_2 respectivamente. **(0,5p)**

b) Dibujar el circuito equivalente en pequeña señal del circuito completo (no utilice el teorema de Bartlett). **(1p)**

c) Sobre el circuito anterior, calcular la resistencia de entrada del circuito en modo diferencial, $r_{in} = v_d / i = (v_1 - v_2)/ i$, cuando la señal alterna en modo común $v_c = 0$. **(1p)**

es decir



DATOS:

V_{CC} =10 V; I_0 =1 mA; R_E =5 kΩ.

Transistor:

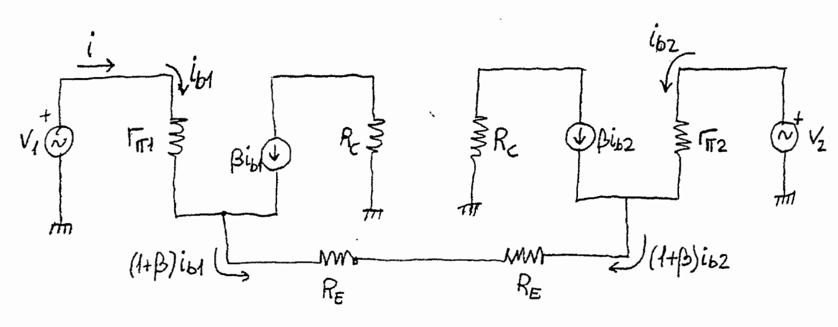
β=100; V_t=25 mV.

$$\left.\begin{array}{l} I_C = \beta I_B \\ I_E = I_C + I_B \end{array}\right\} \Rightarrow I_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E$$

a) $I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_0}{2} = 0{,}5\,mA \Rightarrow \boxed{I_{C1} = I_{C2}} = \frac{\beta}{\beta+1} I_{E1} = \frac{100}{101} \cdot 0{,}5 = \boxed{0{,}495\,mA}$

$\boxed{r_{\pi 1} = r_{\pi 2}} = \frac{V_t}{I_B} = \frac{\beta V_t}{I_C} = \frac{100 \cdot 0{,}025}{0{,}495} = \boxed{5{,}05\,k\Omega} \simeq 5\,k\Omega$

b)



Se observa que: $i_{b1} = -i_{b2} = i$

c) Malla $V_1 - i_{b1} r_{\pi 1} - (1+\beta) i_{b1} 2R_E + r_{\pi 2} i_{b2} - V_2 = 0 \Rightarrow V_1 - V_2 = (1+\beta) i_{b1} 2R_E + 2 r_{\pi 1} i_{b1} \Rightarrow V_1 - V_2 = i\left[2(1+\beta)R_E + 2r_{\pi 1}\right] \Rightarrow$

$\Rightarrow \boxed{r_{in} = \frac{V_1 - V_2}{i}} = 2(1+\beta)R_E + 2r_{\pi 1} = 2(1+100) \cdot 5 + 2 \cdot 5 = \boxed{1020\,k\Omega}$

Ejercicio 5

Se desean conocer las limitaciones del Amplificador Diferencial representado en la figura 5, en lo que respecta a algunos valores de diseño.

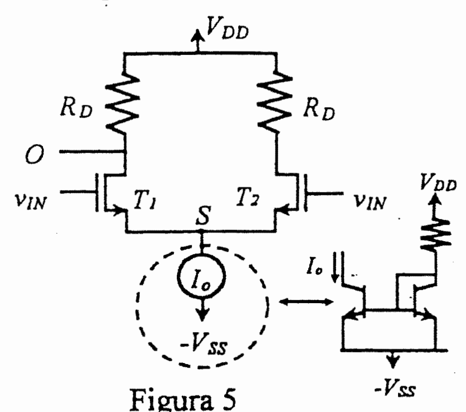


Figura 5

DATOS:
V_{DD}= 10 V; R_D = 10 kΩ
Fuente de corriente: I_O=1 mA; $V_{CE,sat}$ = 0,2 V
Transistores NMOST idénticos: V_T= 1 V
Característica *I-V* en saturación:
$I_D = \kappa\cdot(V_{GS} - V_T)^2$
con κ = 0,125 mA/V²

Se quiere diseñar el amplificador para que funcione correctamente en un cierto rango de tensión de entrada común ($v_{IN} = V_{IN};\ V_{IN,MIN} \leq V_{IN} \leq V_{IN,MAX}$).

a) Calcular el valor de la tensión continua en el nodo O cuando el Amplificador Diferencial funciona correctamente. **(0,2 p.)**

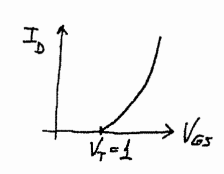
b) Expresar exclusivamente en función de la variable V_{IN} la tensión continua en el nodo S cuando el Amplificador Diferencial funciona correctamente. **(0,3 p.)**

c) Para un cierto valor de $V_{IN}= V_{IN,MIN}$, alguno(s) de los componentes del circuito se sitúa(n) en el límite de su funcionamiento deseado. ¿De qué componente(s) se trata? ¿En qué límite se halla(n)? **(0,5 p.)**

d) Calcular el valor de V_{SS} para que $V_{IN,MIN}$= -5 V. **(0,5 p.)**

e) Para un cierto valor de $V_{IN}= V_{IN,MAX}$, alguno(s) de los componentes del circuito se sitúa(n) en el límite de su funcionamiento deseado. ¿De qué componente(s) se trata? ¿En qué límite se halla(n)? **(0,5 p.)**

a) $\boxed{V_O = V_{DD} - I_D R_D = V_{DD} - \frac{I_O}{2} R_D = 10 - \frac{1}{2}\cdot 10 = 5V}$ ya que $I_{D1} = I_{D2} = 0{,}5\,mA$



b) Si los FET funcionan correctamente:

$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \rightarrow 0{,}5 = 0{,}125(V_{GS}-1)^2 \Rightarrow V_{GS} = \pm\sqrt{\frac{0{,}5}{0{,}125}} + 1 = \pm\sqrt{4} + 1 =$ $V_{GS} = 3$ (Se cumple $V_{GS} > V_T$) ~~$V_{GS} = -1$~~

Por tanto; como I_D es cte V_{GS} también debe mantenerse constante. Es decir variaciones de V_{IN} se transmitirán íntegramente al nodo S:

$V_{GS} = V_G - V_S = V_{IN} - V_S \Rightarrow V_S = V_{IN} - V_{GS} \Rightarrow \boxed{V_S = V_{IN} - 3}$

c) • Para que el circuito funcione correctamente los FETs tienen que estar en saturación:

$V_{DS} \geq V_{DSSAT} \Rightarrow V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \Rightarrow V_O - \cancel{V_S} \geq V_{IN} - \cancel{V_S} - V_T \Rightarrow V_{IN} \leq V_O + V_T = 5 + 1 = 6V \Rightarrow V_{IN} \leq 6V$ $\nexists V_{IN_{min}}$

• Para que el espejo de corriente funcione correctamente los BJT tienen que estar en activa directa:

$V_{CE} \geq V_{CEsat} \Rightarrow V_C - V_E \geq V_{CEsat} \Rightarrow V_S - (-V_{SS}) \geq V_{CEsat} \Rightarrow V_{IN} - 3 + V_{SS} \geq V_{CEsat} \Rightarrow V_{IN} \geq 3 - V_{SS} + V_{CEsat} \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{IN} \geq 3 - V_{SS} + 0{,}2 \Rightarrow V_{IN} \geq 3{,}2 - V_{SS} \Rightarrow \boxed{V_{IN_{min}} = 3{,}2 - V_{SS}}$ límite entre las zonas de activa directa (deseada) y saturación.

d) $V_{IN_{min}} = 3{,}2 - V_{SS} \Rightarrow \boxed{V_{SS} = 3{,}2 - V_{IN_{min}} = 3{,}2 - (-5) = 8{,}2V}$

e) Ya lo hemos hecho en el apartado c)

Para un valor de 6 V los FETs se encuentran en el límite de saturación:

$V_{IN max} = 6V$ límite entre las zonas de saturación (deseada) y gradual.

SEPTIEMBRE 1999

Ejercicio 4. En este ejercicio se propone el estudio de un Amplificador Operacional real con etapa de entrada asimétrica, ganancia finita e impedancia de salida no nula. Su circuito equivalente se ha representado en la figura 4.1.

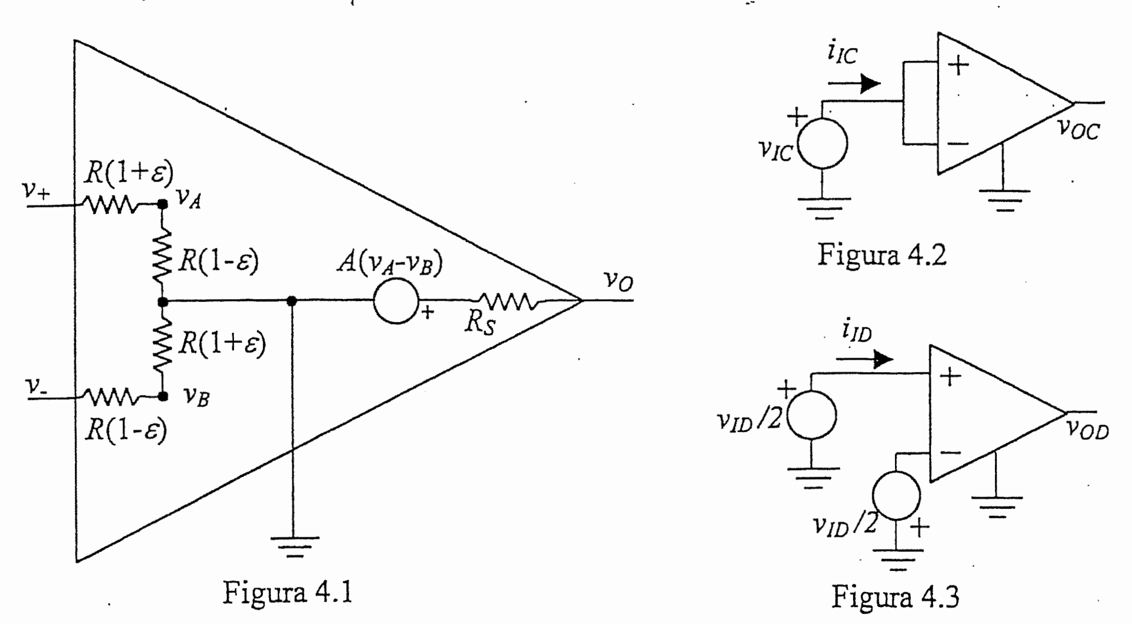


Figura 4.1

Figura 4.2

Figura 4.3

Se le pide que:

a) Calcule la impedancia de salida del Amplificador Operacional, R_O (**0,5 p.**).

b) Calcule su impedancia de entrada para el modo común, $R_{IC}=v_{IC}/i_{IC}$, y la ganancia de tensión en modo común $A_C=v_{OC}/v_{IC}$, conforme a la figura 4.2 (**0,9 p.**).

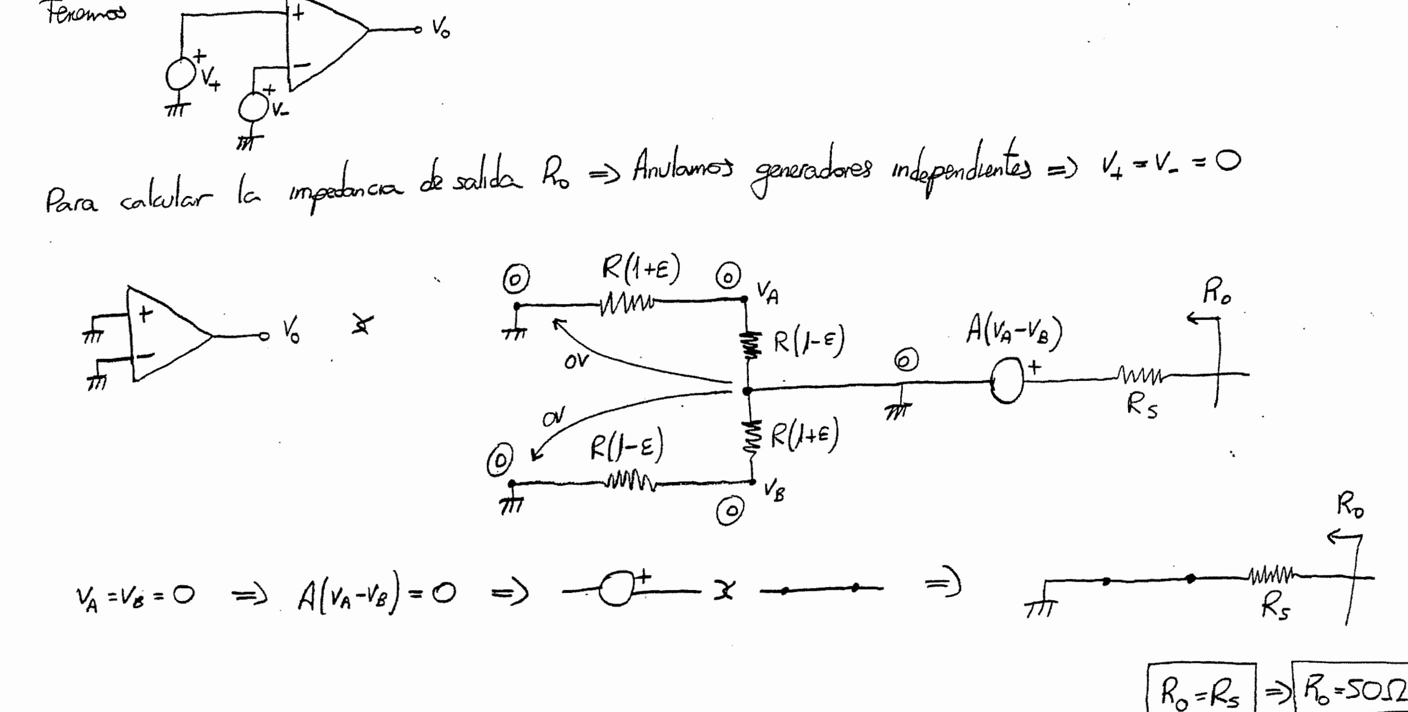
c) Calcule su impedancia de entrada para el modo diferencial, $R_{ID}=v_{ID}/i_{ID}$, y la ganancia de tensión en modo diferencial $A_D=v_{OD}/v_{ID}$, conforme a la figura 4.3 (**0,9 p.**).

d) Calcule su CMRR expresado en dB (**0,2 p.**).

DATOS: R=1 kΩ, R_S=50 Ω, A=1000, ε=0,001

a) ¿R_o?

Tenemos



$R_o = R_s$ ⇒ $R_o = 50\Omega$

b1) ¿$R_{IC} = \frac{V_{IC}}{i_{IC}}$?

$R(1+\varepsilon)$, V_A, $R(1-\varepsilon)$, V_{IC}, $R(1+\varepsilon)$, $R(1-\varepsilon)$, V_B, $A(V_A-V_B)$, R_o, 0, Abierto, V_{OC}

$\frac{i_{IC}}{2}$, i_{IC}, V_{IC}, $R(1+\varepsilon)$, $R(1-\varepsilon)$, $R(1-\varepsilon)$, $R(1+\varepsilon)$, $\frac{i_{IC}}{2}$

$$\boxed{R_{IC} = [R(1+\varepsilon)+R(1-\varepsilon)] \,//\, [R(1-\varepsilon)+R(1+\varepsilon)] = 2R//2R = R = 1k\Omega}$$

b2) ¿$A_c = \frac{V_{OC}}{V_{IC}}$?

$$V_{OC} = A(V_A - V_B)$$

$$V_A = \frac{R(1-\varepsilon)}{R(1+\varepsilon)+R(1-\varepsilon)} V_{IC} = \frac{R-\varepsilon R}{R+\varepsilon R+R-\varepsilon R} V_{IC} = \frac{(1-\varepsilon)R}{2R} V_{IC} = \frac{1-\varepsilon}{2} V_{IC} \quad \text{(Divisor de tensión)}$$

$$V_B = \frac{R(1+\varepsilon)}{R(1+\varepsilon)+R(1-\varepsilon)} V_{IC} = \frac{R+\varepsilon R}{R+\varepsilon R+R-\varepsilon R} V_{IC} = \frac{(1+\varepsilon)R}{2R} V_{IC} = \frac{1+\varepsilon}{2} V_{IC} \quad \text{(Divisor de tensión)}$$

$$\boxed{A_c = -1}$$

$$V_{OC} = A(V_A - V_B) = A\left(\frac{V_{IC}}{2} - \frac{\varepsilon}{2}V_{IC} - \frac{V_{IC}}{2} - \frac{\varepsilon}{2}V_{IC}\right) = -A\varepsilon V_{IC} \Rightarrow A_c = \frac{V_{OC}}{V_{IC}} = \frac{-A\varepsilon V_{IC}}{V_{IC}} \Rightarrow A_c = -A\varepsilon = -1000\cdot 0{,}001 = -1$$

c1) ¿$R_{ID} = \frac{V_{ID}}{i_{ID}}$?

i_{ID}, $\frac{V_{ID}}{2}$, $R(1+\varepsilon)$, $V_{ID}/2$, V_A, $R(1-\varepsilon)$, $-\frac{V_{ID}}{2}$, $R(1+\varepsilon)$, $\frac{V_{ID}}{2}$, $R(1-\varepsilon)$, V_B, $A(V_A-V_B)$, R_o, 0, V_{OD}

$$\frac{V_{ID}}{2} - i_{ID}R(1+\varepsilon) - i_{ID}R(1-\varepsilon) - i_{ID}R(1+\varepsilon) - i_{ID}R(1-\varepsilon) + \frac{V_{ID}}{2} = 0 \Rightarrow V_{ID} - i_{ID}[2R(1+\varepsilon)+2R(1-\varepsilon)] = 0 \Rightarrow V_{ID} = i_{ID}4R \Rightarrow \frac{V_{ID}}{i_{ID}} = 4R$$

$$\Rightarrow R_{ID} = \frac{V_{ID}}{i_{ID}} = 4R = 4\cdot 1 = 4k\Omega \Rightarrow \boxed{R_{ID} = 4k\Omega}$$

c2) ¿$A_D = \frac{V_{OD}}{V_{ID}}$?

$$V_A = \frac{R(1-\varepsilon)}{R(1+\varepsilon)+R(1-\varepsilon)} \cdot \frac{V_{ID}}{2} = \frac{1-\varepsilon}{2}\cdot\frac{V_{ID}}{2} = \frac{1-\varepsilon}{4} V_{ID}$$

$$V_B = \frac{R(1+\varepsilon)}{R(1+\varepsilon)+R(1-\varepsilon)} \left(-\frac{V_{ID}}{2}\right) = \frac{1+\varepsilon}{2}\left(-\frac{V_{ID}}{2}\right) = -\frac{1+\varepsilon}{4} V_{ID}$$

$$V_{OD} = A(V_A - V_B) = A\left(\frac{V_{ID}}{4} - \frac{\varepsilon}{4}V_{ID} + \frac{V_{ID}}{4} + \frac{\varepsilon}{4}V_{ID}\right) = A\frac{V_{ID}}{2} \Rightarrow \frac{V_{OD}}{V_{ID}} = \frac{A}{2} = \frac{1000}{2} = 500 \Rightarrow \boxed{A_d = 500}$$

d) ¿CMRR?

$$\boxed{CMRR = 20\log\left|\frac{A_d}{A_c}\right| = 20\log\left|\frac{500}{-1}\right| = 20\cdot\log 500 = 53{,}9\ dB}$$

JUNIO 2001

Ejercicio 4. Para el amplificador diferencial de la figura, se pide:

a) Calcular el nivel de continua a la salida y comprobar que los transistores están saturados **(0,5 p)**

b) Calcular la ganancia en modo común ($A_{Vc} = v_o/v_{ic}$, con $v_{i1} = v_{i2} = v_{ic}$), siendo v_o el voltaje de pequeña señal a la salida **(1,0 p)**

c) Calcular la ganancia en modo diferencial ($A_{Vd} = v_o/v_{id}$, con $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$) **(1,0 p)**

$V_{DD} = 5$ V; $R_D = 7$ kΩ; $I_0 = 1$ mA
Transistores iguales: $k = 1$ mA·V^{-2}; $V_T = 1$ V; $V_A \to \infty$
Las fuentes de corriente continua son ideales

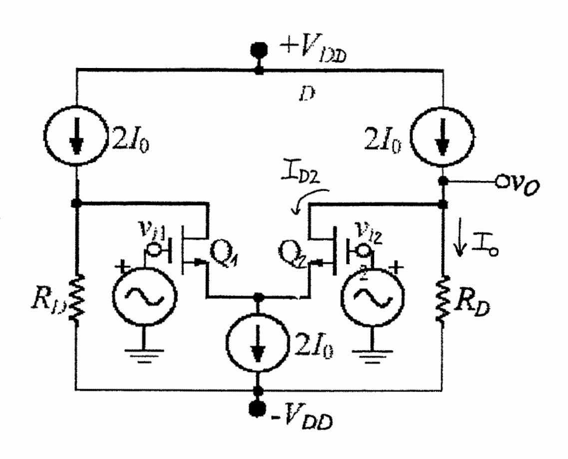
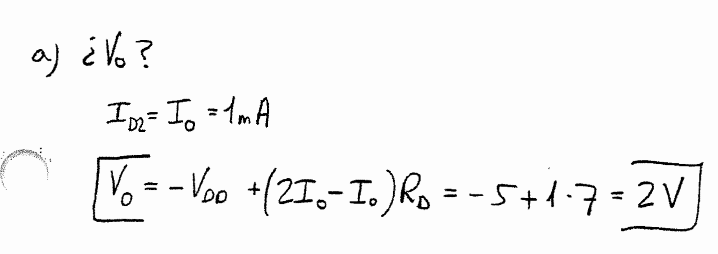


Figura 4

a) ¿V_0?

$I_{D2} = I_0 = 1\,mA$

$$\boxed{V_0 = -V_{DD} + (2I_0 - I_0)R_D = -5 + 1\cdot 7 = 2V}$$

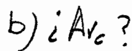


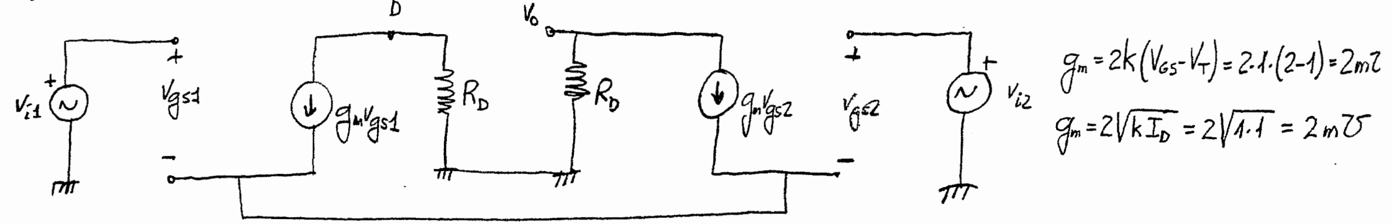
Ambos están saturados ya que: (¡no olvidar que ya conocemos I_D!)

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow \boxed{V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{k}} = 1 + \sqrt{\frac{1}{1}} = 2\,V} > V_T = 1 \quad \text{OK}$$

$$\boxed{V_{DS} = V_D - V_S = V_0 - (V_G - V_{GS}) = 2 - (0-2) = 4V} > V_{DSSAT} = V_{GS} - V_T = 2 - 1 = 1\,V \quad \text{OK}$$

b) ¿A_{V_c}?

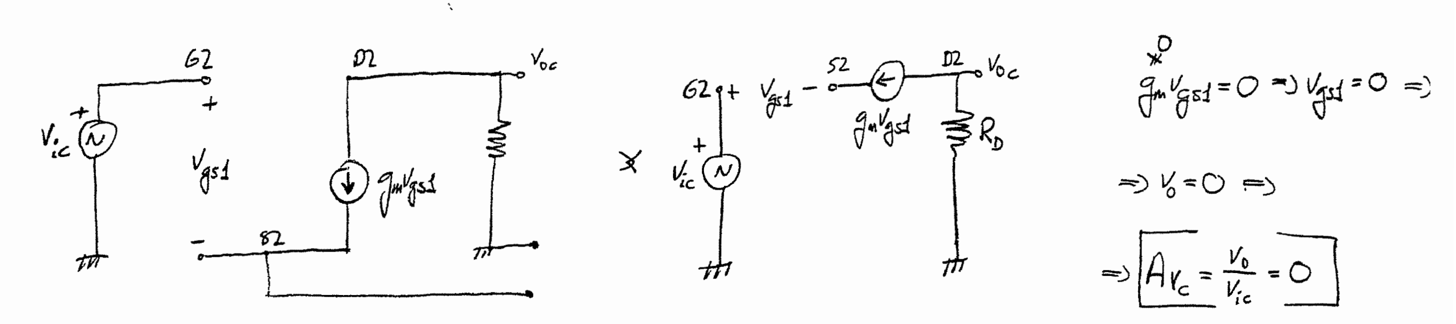




$g_m = 2k(V_{GS} - V_T) = 2\cdot 1\cdot(2-1) = 2m℧$

$g_m = 2\sqrt{kI_D} = 2\sqrt{1\cdot 1} = 2m℧$

Modo común

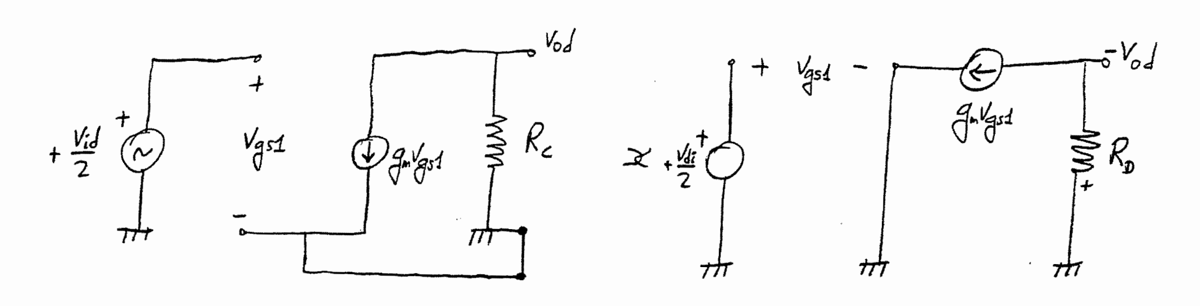


$g_m V_{gs1} = 0 \Rightarrow V_{gs1} = 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow V_0 = 0 \Rightarrow$

$$\Rightarrow \boxed{A_{V_c} = \frac{V_0}{V_{ic}} = 0}$$

c) ¿ A_{vd} ?



$$-V_{od} = -g_m V_{gs1} R_D \Rightarrow V_{od} = g_m V_{gs1} R_D$$

$$\frac{V_{di}}{2} = V_{gs1} \Rightarrow V_{di} = 2V_{gs1}$$

$$\Rightarrow \boxed{A_{Vd} = \frac{V_{od}}{V_{di}} = \frac{g_m V_{gs1} R_D}{2 V_{gs1}} = \frac{g_m R_D}{2} = \frac{2 \cdot 7}{2} = 7}$$

Ejercicio 5.-

La Fig. 5.1 muestra un circuito comparador utilizado para excitar un diodo LED. Mientras la señal de entrada v_I puede variar de forma continua con el tiempo, la señal de salida v_O sólo puede tomar dos valores.

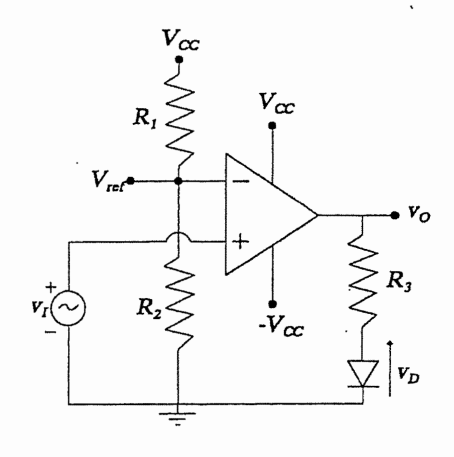


Fig.5.1

DATOS

$V_{CC} = 10V$

$R_1 = 3K\Omega$, $R_2 = 1K$, $R_3 = 1K\Omega$.

A.O ideal sin efectos capacitivos.

Diodo aproximado por tramos rectos con:

$r_f = 10\Omega$, $V_\gamma = 0.6V$,

Capacidad de despoblación ($v_D < V_\gamma$) =10pF

Capacidad de difusión ($v_D < V_\gamma$)=0 F

a) Calcular V_{ref}. **(0.3p)**

b) Calcular en estática v_O para $v_I > V_{ref}$ y para $v_I < V_{ref}$. **(0.4p)**

c) Calcular en estática i_O para $v_I > V_{ref}$ y para $v_I < V_{ref}$. **(0.5p)**

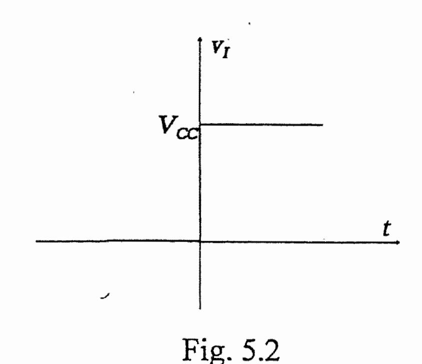


Fig. 5.2

d) Si la señal v_I es como muestra la Fig 5.2. Calcular el tiempo que tarda el diodo en pasar de OFF a ON después de conmutar en t = 0 (tiempo que tarda V_D en alcanzar el valor V_γ **(0.8p)**

a) ¿V_{ref}?

Divisor de tensión $\boxed{V_{ref} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{cc}} = \frac{1}{3+1} \cdot 10 = \frac{1}{4} \cdot 10 = \boxed{2{,}5\ V}$

b) ¿V_o? si $V_I > V_{ref}$

Si $V_I > V_{ref} \Rightarrow V_+ > V_- \Rightarrow$ A.O. ideal saturado $\Rightarrow \boxed{V_o = V_{cc}}$

¿V_o? si $V_I < V_{ref}$

Si $V_I < V_{ref} \Rightarrow V_+ < V_- \Rightarrow$ A.O ideal saturado $\Rightarrow \boxed{V_o = -V_{cc}}$

c) ¿i_o? si $V_I > V_{ref}$

Si $V_I > V_{ref} \Rightarrow D \equiv ON \Rightarrow \boxed{i_o = \frac{V_{cc} - V_\gamma}{R_3 + r_f}} = \frac{10 - 0{,}6}{1 + 0{,}01} = \boxed{9{,}6mA} \Rightarrow I_D = i_o = 9{,}6 > 0$ OK

Si $V_I < V_{ref} \Rightarrow D \equiv OFF \Rightarrow \boxed{i_o = 0} \Rightarrow V_D = V_o - 0 = -V_{cc} = -10\,V < V_\gamma = 0{,}6$ OK

d) Para $(t<0)$ $v_o = -V_{cc}$ y $D \equiv OFF$ $V_D = -V_{cc}$

En $(t=0^+)$ $V_o = -V_{cc}$ y $V_D = -V_{cc}$ ⇒ Por tanto el diodo sigue cortado después de la conmutación

$(t<0)$: $(+10)$, V_o, $+$, V_D, (-10), $-$, (0) ⇒ $(t=0^+)$: $(+10)$, V_o, R_3, $+$, V_D, (-10), C_J, $-$

$$\left.\begin{aligned} i_o &= \frac{V_{cc}-V_D}{R_3} \\ i_o &= C_J\frac{dV_D}{dt} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \frac{V_{cc}-V_D}{R_3} = C_J\frac{dV_D}{dt} \Rightarrow$$

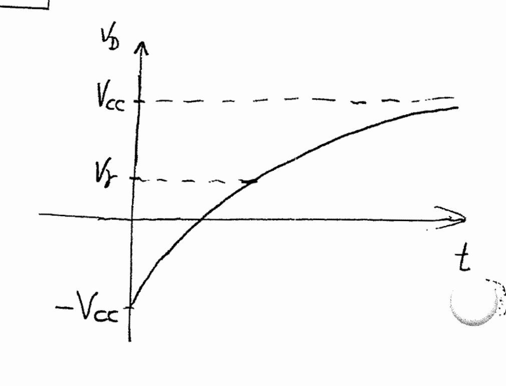
$$\Rightarrow C_J\frac{dV_D}{dt} + \frac{V_D}{R_3} = \frac{V_{cc}}{R_3} \Rightarrow \boxed{R_3C_J\frac{dV_D}{dt} + V_D = V_{cc}} \quad \text{EDO}$$

$$\boxed{V_D(0) = -V_{cc}} \quad CI$$

$$\boxed{\left.\begin{aligned} \tau x' + x &= CF \\ x(0) &= CI \end{aligned}\right\} \quad x(t) = (CI - CF)e^{-\frac{t}{\tau}} + CF}$$

$$V_D(t) = (-V_{cc} - V_{cc})e^{-\frac{t}{R_3C_J}} + V_{cc} \Rightarrow \boxed{V_D(t) = V_{cc}\left(1 - 2e^{-\frac{t}{R_3C_J}}\right)}$$

Solución válida para $V_D \leq V_\gamma$ momento en el cual el diodo entra en conducción:



$$V_\gamma = V_{cc}\left(1 - 2e^{-\frac{t_d}{R_3C_J}}\right) \Rightarrow \frac{V_\gamma}{V_{cc}} = 1 - 2e^{-\frac{t_d}{R_3C_J}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 2e^{-\frac{t_d}{R_3C_J}} = 1 - \frac{V_\gamma}{V_{cc}} \Rightarrow e^{-\frac{t_d}{R_3C_J}} = \frac{1 - \frac{V_\gamma}{V_{cc}}}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow -\frac{t_d}{R_3C_J} = \ln\left(\frac{1 - \frac{V_\gamma}{V_{cc}}}{2}\right) \Rightarrow \boxed{t_d = -R_3C_J\ln\left(\frac{1 - \frac{V_\gamma}{V_{cc}}}{2}\right)}$$

$$t_d = -10^3 \cdot 10^{-11}\ln\left(\frac{1 - \frac{0{,}6}{10}}{2}\right) = -10^{-8}\ln 0{,}47 = 7{,}55 \cdot 10^{-9}\,s = \underline{7{,}55\,ns}$$

√ **JUNIO 1999** *En este ejercicio cuidado con los subíndices, mayúsculas ó minúsculas !!!*

Ejercicio 3. En el circuito de la figura 3.1 los dos MOSFET de canal n (M1 y M2) son iguales. Lo mismo ocurre con los dos MOSFET de canal p (M3 y M4). Los cuatro son normalmente off (acumulación) y $|V_T|$ es el mismo para los cuatro. Suponiendo que los cuatro MOSFET están trabajando en saturación (su ecuación es la que se indica en la figura 3.2), determine:

a) La expresión de i_2 en función de i_1 a partir de las ecuaciones que imponen M3 y M4 **(0,5 p)**

b) La expresión de v_O en función de v_I y v_2 (no es un análisis de pequeña señal), es decir, exprese $v_O = f(v_I, v_2)$ **(0,5 p)**

c) La expresión de v_O en función de v_D y v_C, $v_O = g(v_D, v_C)$, siendo $v_D = v_I - v_2$ y $v_C = (v_I + v_2)/2$ **(0,5 p)**

d) A partir de la expresión anterior ($v_O = g(v_D, v_C)$) y haciendo el desarrollo en serie en torno al punto $v_D = V_D$, $v_C = V_C$, calcular la señal alterna v_o en función de las señales alternas v_d y v_c, suponiendo que la amplitud de las señales alternas v_d y v_c es suficientemente pequeña como para en el desarrollo en serie se puedan despreciar los términos de las derivadas de orden 2 o mayor. v_O, v_D y v_C se pueden descomponer como sigue: $v_O = V_O + v_o$, $v_D = V_D + v_d$, $v_C = V_C + v_c$ donde V_O, V_D y V_C son señales continuas y además $V_O = g(V_D, V_C)$. **(1 p)**

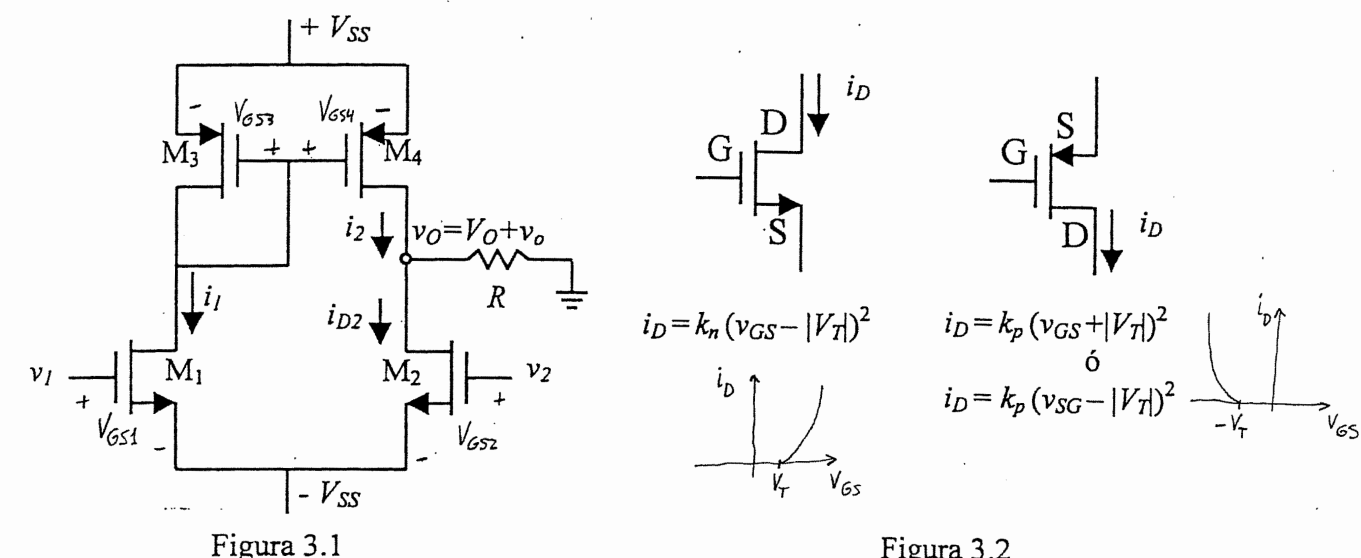


Figura 3.1

Figura 3.2

DATOS: $k_n = 1$ mA/V², $R = 1$ kΩ, $|V_T| = 1$V, $V_{SS} = 10$V, $V_D = 0{,}5$ V, $V_C = 1$ V

a) ¿ $i_2(i_1)$?

Como $V_{GS3} = V_{GS4}$ y M3 y M4 son idénticos ⇒ $i_{D3} = i_{D4}$

Además $\left.\begin{array}{l} i_{D3} = i_1 \\ i_{D4} = i_2 \end{array}\right\} \Rightarrow \boxed{i_2 = i_1}$

b) ¿ $V_o = f(V_1, V_2)$?

$$V_{GS1} = V_1 - (-V_{SS}) = V_1 + V_{SS}$$
$$V_{GS2} = V_2 - (-V_{SS}) = V_2 + V_{SS}$$

$$V_o = R(i_2 - i_{D2}) \overset{i_2 = i_1}{=} R(i_1 - i_{D2}) \overset{i_1 = i_{D1}}{=} R(i_{D1} - i_{D2}) = R\left(k_n(V_{GS1} - |V_T|)^2 - k_n(V_{GS2} - |V_T|)^2\right) =$$

$$= Rk_n\left((V_1 + V_{SS} - |V_T|)^2 - (V_2 + V_{SS} - |V_T|)^2\right) = Rk_n\left[(V_1 + V_{SS} - |V_T| + V_2 + V_{SS} - |V_T|)(V_1 + \cancel{V_{SS}} - \cancel{|V_T|} - V_2 - \cancel{V_{SS}} + \cancel{|V_T|})\right] =$$

$$= Rk_n\left((V_1 + V_2 + 2V_{SS} - 2|V_T|)(V_1 - V_2)\right) = Rk_n\left(V_1^2 - \cancel{V_1V_2} + \cancel{V_2V_1} - V_2^2 + 2(V_1 - V_2)V_{SS} - 2(V_1 - V_2)|V_T|\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{V_o(V_1, V_2) = Rk_n\left(V_1^2 - V_2^2 + 2(V_1 - V_2)(V_{SS} - |V_T|)\right)}$$

c) ¿ $v_o = g(v_D, v_c) = g\left(v_1 - v_2, \frac{v_1+v_2}{2}\right)$?

$$v_o = Rk_n\left(v_1^2 - v_2^2 + 2(v_1-v_2)(V_{SS} - |V_T|)\right) = Rk_n\left((v_1-v_2)(v_1+v_2) + 2(v_1-v_2)(V_{SS} - |V_T|)\right) =$$

$$= Rk_n(v_1-v_2)\left(2\frac{v_1+v_2}{2} + 2(V_{SS} - |V_T|)\right) = Rk_n v_D\left(2v_c + 2(V_{SS} - |V_T|)\right) \Rightarrow$$

$$\boxed{v_o = g(v_D, v_c) = 2Rk_n v_D\left(v_c + V_{SS} - |V_T|\right)}$$

d)

formula de Taylor: $f(x,y) = f(x_0,y_0) + \frac{\partial f}{\partial x}(x_0,y_0)(x-x_0) + \frac{\partial f}{\partial y}(x_0,y_0)(y-y_0)$

En nuestro caso $v_O = g(v_D, v_c) \approx g(V_D, V_C) + g_D(V_D, V_C)(v_D - V_D) + g_C(V_D, V_C)(v_C - V_C)$

where $g(V_D,V_C) = V_O$, $g_D = \frac{\partial g}{\partial v_D}$, $g_C = \frac{\partial g}{\partial v_c}$

$$\frac{\partial g}{\partial v_D} = 2Rk_n(v_c + V_{SS} - |V_T|) \Rightarrow \frac{\partial g}{\partial v_D}(V_D, V_C) = 2Rk_n(V_C + V_{SS} - |V_T|)$$

$$\frac{\partial g}{\partial v_c} = 2Rk_n v_D \Rightarrow \frac{\partial g}{\partial v_c}(V_D, V_C) = 2Rk_n V_D$$

$$v_O = v_o + \cancel{V_O} = \cancel{V_O} + 2Rk_n(V_C + V_{SS} - |V_T|)(v_d + \cancel{V_D} - \cancel{V_D}) + 2Rk_n V_D(v_c + \cancel{V_C} - \cancel{V_C}) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{v_o = 2 \cdot 1 \cdot 1(1 + 10 - 1)v_d + 2 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 0{,}5\, v_c = 20v_d + v_c}$$

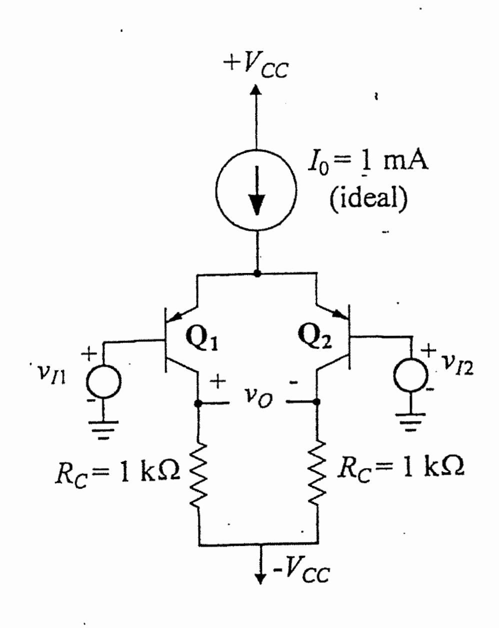


Figura 4

Ejercicio 4. Los dos transistores bipolares del amplificador diferencial con salida diferencial de la figura 4 trabajan en activa directa. Ambos están a la misma temperatura pero no son iguales: para Q₁, $I_{S1} = \alpha_F I_{ES1} = 0{,}9\ 10^{-14}$ A, mientras que, para Q₂, $I_{S2} = \alpha_F I_{ES2} = 1{,}1\ 10^{-14}$ A. Por tanto el circuito no es simétrico.

a) Se aplica a las dos entradas la misma tensión $v_{I1} = v_{I2} = v_A$. Exprese la tensión de salida v_O en función de v_A. **(0,8 p.)**

b) Se aplica a las dos entradas una (pequeña) señal común $v_{i1}(t) = v_{i2}(t) = v_c(t)$. A partir del resultado del apartado a), sin resolver ningún circuito, calcule la ganancia $A_C \equiv \dfrac{v_o(t)}{v_c(t)}$, siendo $v_o(t)$ la parte alterna de la tensión de salida. **(0,4 p.)**

Por último, las entradas se excitan con una (pequeña) señal diferencial $v_{i1}(t) = -v_{i2}(t) = v_d(t)/2$.

c) Dibuje el cto equivalente de pequeña señal **(0,7 p.)**

d) Calcule la ganancia $A_D \equiv \dfrac{v_o(t)}{v_d(t)}$ **(0,6 p.)**

DATOS: $\beta_1 = \beta_2 = \beta >> 1, \quad r_\pi = \beta \dfrac{kT/e}{I_C}, \quad r_o \to \infty, \quad kT/e = 0{,}025\ V$

NOTA: Considere los efectos capacitivos de los transistores despreciables.

BJT en activa directa

$$\left.\begin{aligned} Q_1 &\Rightarrow I_{S1} = \alpha_F I_{ES1} = 0{,}9\cdot 10^{-14} A \\ Q_2 &\Rightarrow I_{S2} = \alpha_F I_{ES2} = 1{,}1\cdot 10^{-14} A \end{aligned}\right\} \Rightarrow \text{Circuito \underline{NO} Simétrico}$$

a) ¿ $V_0(V_A)$? cuando $V_{I1} = V_{I2} = V_A$

Ecuaciones de Ebers-Molls (la pista para utilizarlas son los datos del enunciado):

$$\left.\begin{aligned} I_{C1} &= I_{S1}\left(\exp\frac{V_{EB1}}{V_T} - 1\right) - \frac{I_{S1}}{\alpha_R}\left(\exp\frac{V_{CB1}}{V_T} - 1\right) \\ I_{C2} &= I_{S2}\left(\exp\frac{V_{EB2}}{V_T} - 1\right) - \frac{I_{S2}}{\alpha_R}\left(\exp\frac{V_{CB2}}{V_T} - 1\right) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \left.\begin{aligned} I_{C1} &\simeq I_{S1}\exp\frac{eV_{EB1}}{kT} \\ I_{C2} &\simeq I_{S2}\exp\frac{eV_{EB2}}{kT} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \left.\begin{aligned} V_{EB1} &= \frac{kT}{e}\ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \\ V_{EB2} &= \frac{kT}{e}\ln\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{EB1} = V_{EB2} \Rightarrow \frac{kT}{e}\ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}} = \frac{kT}{e}\ln\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \Rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{S1}} = \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \quad [1]$$

Ecuación del nodo de emisor (suponiendo $I_{B1} = I_{B2} \simeq 0$):

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \simeq I_{C1} + I_{C2} \quad [2]$$

Ahora con el sistema [1]+[2] obtenemos:

$$\left.\begin{array}{l}\dfrac{I_{C1}}{I_{C2}}=\dfrac{I_{S1}}{I_{S2}} \\ I_o=I_{C1}+I_{C2}\end{array}\right\} \Rightarrow I_o=\frac{I_{S1}\cdot I_{C2}}{I_{S2}}+I_{C2} \Rightarrow I_o=\frac{(I_{S1}+I_{S2})\,I_{C2}}{I_{S2}} \Rightarrow I_{C2}=I_o\,\frac{I_{S2}}{I_{S1}+I_{S2}}$$

$$I_{C1}=I_o\,\frac{I_{S1}}{I_{S1}+I_{S2}}$$

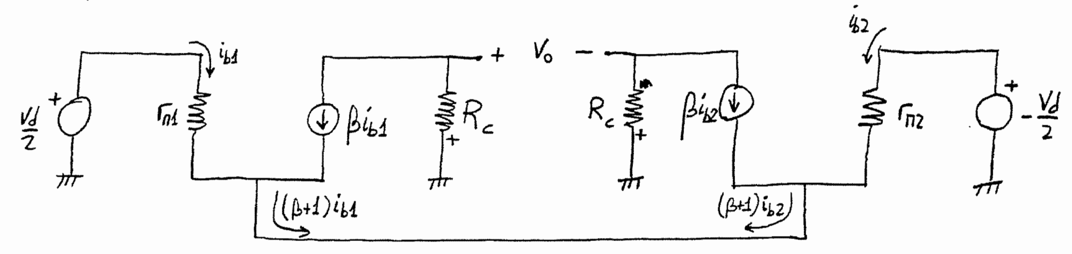
$$V_o=R_cI_{C1}-R_cI_{C2}=R_c(I_{C1}-I_{C2})\simeq R_c\,I_o\,\frac{I_{S1}-I_{S2}}{I_{S1}+I_{S2}}=1\cdot 1\cdot\frac{0{,}9\cdot 10^{-14}-1{,}1\cdot 10^{-14}}{0{,}9\cdot 10^{-14}+1{,}1\cdot 10^{-14}}=\boxed{-0{,}1V}$$ Independiente de V_A

b) ¿ $A_c=\dfrac{v_o(t)}{v_c(t)}$? con $v_{i1}(t)=v_{i2}(t)=v_c(t)$ señal común

NOTA: En el apto a) la V_o es una señal continua $V_o=-0{,}1V$. En el apto b) piden $v_o(t)$ que es alterna.

Como hemos visto en el apartado a) la tensión de salida es independiente del voltaje común aplicado a las entradas $\Rightarrow$ para entrada común la señal de salida $v_o(t)$ es nula $\Rightarrow$ $\boxed{A_c=0}$

c) ¿ Dibujo ? con $v_{i1}(t)=-v_{i2}(t)=\dfrac{v_d(t)}{2}$



Circuito no simétrico.

d) ¿ $A_D=\dfrac{v_o(t)}{v_d(t)}$?

En el emisor $(\beta+1)i_{b1}=-(\beta+1)i_{b2}\Rightarrow i_{b1}=-i_{b2}$

$$\frac{v_d}{2}-i_{b1}r_{\pi 1}+i_{b2}r_{\pi 2}+\frac{v_d}{2}=0\Rightarrow v_d+i_{b2}r_{\pi 1}+i_{b2}r_{\pi 2}=0\Rightarrow v_d=-i_{b2}(r_{\pi 1}+r_{\pi 2})=i_{b1}(r_{\pi 1}+r_{\pi 2})\Rightarrow$$

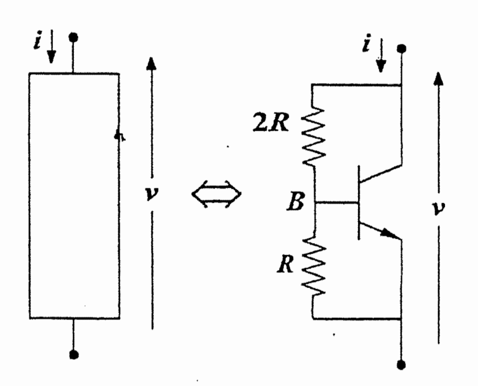
$$\Rightarrow v_d=i_{b1}\left(\frac{\beta V_T}{I_{C1}}+\frac{\beta V_T}{I_{C2}}\right)\Rightarrow v_d=i_{b1}\beta\left(\frac{V_T}{I_{C1}}+\frac{V_T}{I_{C2}}\right)=i_{b1}\cdot\beta\cdot V_T\left(\frac{1}{I_{C1}}+\frac{1}{I_{C2}}\right)=$$

$$=i_{b1}\,\beta V_T\left(\frac{I_{S1}+I_{S2}}{I_oI_{S2}}+\frac{I_{S1}+I_{S2}}{I_oI_{S1}}\right)=i_{b1}\frac{\beta V_T}{I_o}\left(2+\frac{I_{S1}}{I_{S2}}+\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)$$

$$v_o=-R_c\beta i_{b1}-(-R_c\beta i_{b2})=+R_c\beta(i_{b2}-i_{b1})=R_c\beta(-i_{b1}-i_{b1})=-2R_c\beta i_{b1}$$

$$\boxed{A_D=\frac{v_o}{v_d}}=\frac{-2R_c\beta i_{b1}}{i_{b1}\dfrac{\beta V_T}{I_o}\left(2+\dfrac{I_{S1}}{I_{S2}}+\dfrac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)}=\frac{-2R_cI_o}{V_T\left(2+\dfrac{I_{S1}}{I_{S2}}+\dfrac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)}=\boxed{-19{,}8}$$

Ejercicio 2. La figura 2.1 muestra un circuito "multiplicador de v_{BE}" que realiza la función de mantener en sus terminales una tensión aproximadamente proporcional a la tensión v_{BE} del BJT. Para su correcto funcionamiento, la corriente de base i_B debe ser despreciable en el nodo B. Sabiendo que el BJT opera en activa:



a) Calcule el valor de M que cumple que $v \cong M\, v_{BE}$ suponiendo que i_B es despreciable en el nodo B **(0,8 p.)**

b) Si se ha medido $V = 1860$ mV y $V_{BE} = 610$ mV, calcule el valor del parámetro I_{ES} del BJT **(0,9 p.)**

c) En el punto de trabajo del apartado **b)**, calcule la resistencia equivalente del circuito como componente de dos terminales para pequeña señal a frecuencias medias **(0,8 p.)**

DATOS: $R = 1\ \text{k}\Omega$, $V_t = 26$ mV
Del BJT: $\beta_F = 50$, $r_o \rightarrow \infty$

a) ¿M? tal que $v = M v_{BE}$ suponiendo $i_B = 0$

Por divisor de tensión $V_{BE} \simeq \dfrac{R}{R+2R} V \Rightarrow V_{BE} \simeq \dfrac{R}{3R} V \Rightarrow V \simeq 3V_{BE} \Rightarrow \boxed{M=3}$

b) $V = 1860$ mV

$V_{BE} = 610$ mV

(1,86) 2R 0,625 I_C I_B (0,61) R V_{BE} I_E 0,61 (0)

$$I_{2R} = \frac{V - V_{BE}}{2R} = \frac{1{,}86 - 0{,}61}{2\cdot 1} = \frac{1{,}25}{2} = 0{,}625\ \text{mA}$$

$$I_R = \frac{V_{BE}}{R} = \frac{0{,}61}{1} = 0{,}61\ \text{mA}$$

$$\boxed{I_B = I_{2R} - I_R = 0{,}625 - 0{,}61 = 0{,}015\ \text{mA} = 15\ \mu\text{A}} \qquad \boxed{\alpha_F = \frac{\beta_F}{1+\beta_F} = \frac{50}{1+50} = 0{,}98}$$

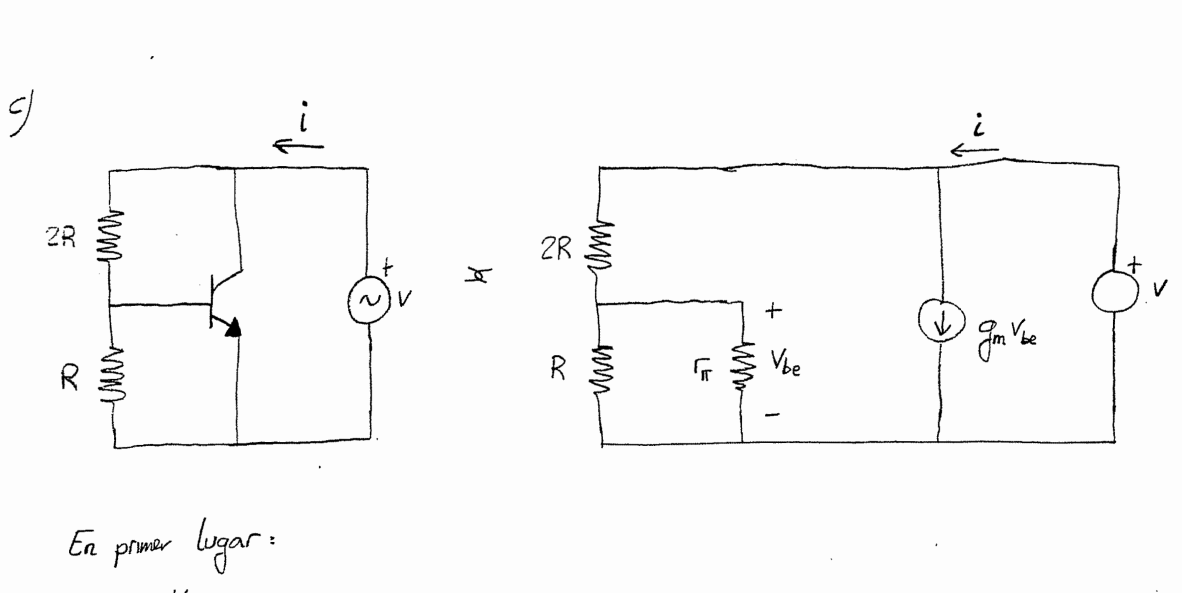
$$I_B = I_E - I_C = I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1\right) - \alpha_R I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1\right) - \alpha_F I_{ES}\left(\exp\frac{eV_{BE}}{kT} - 1\right) + I_{CS}\left(\exp\frac{eV_{BC}}{kT} - 1\right) =$$

$$= (1-\alpha_F) I_{ES}\left(\overset{\gg 1}{\exp\frac{eV_{BE}}{kT}} - 1\right) + (1-\alpha_R) I_{CS}\left(\overset{\ll 1}{\exp\frac{eV_{BC}}{kT}} - 1\right) =$$

aproximaciones en activa directa !!!

$$= (1-\alpha_F) I_{ES} \cdot \exp\frac{eV_{BE}}{kT} + (1-\alpha_R) I_{CS}$$ despreciable

$$I_B = (1-\alpha_F) I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{eV_{BE}}{kT}\right) \Longrightarrow \boxed{I_{ES} = \frac{I_B}{(1-\alpha_F)\left(\exp\left(\frac{eV_{BE}}{kT}\right)\right)}} = \frac{15\cdot 10^{-6}}{(1-0{,}98)\cdot\left(\exp\left(\frac{0{,}61}{0{,}025}\right)\right)} = \boxed{4{,}95\cdot 10^{-14}\ \text{A}}$$



En primer lugar:

$$r_\pi = \frac{V_t}{I_B} = \frac{0{,}026}{0{,}015} = 1{,}73\,k\Omega$$

$$g_m = \frac{\beta_F}{r_\pi} = \frac{50}{1{,}73} = 28{,}9\ mS$$

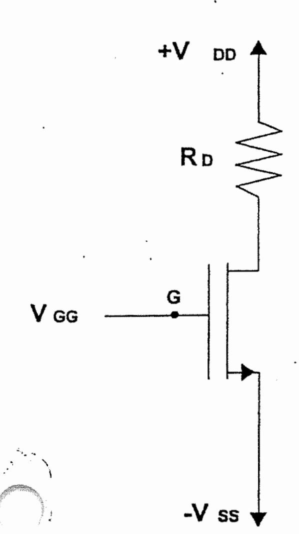
$$\left.\begin{aligned} V_{be} &= \frac{R\|r_\pi}{2R + R\|r_\pi}\,V \\ i &= g_m V_{be} + \frac{V}{2R+(R\|r_\pi)} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \left.\begin{aligned} V &= \frac{\left(2R+(R\|r_\pi)\right)V_{be}}{R\|r_\pi} \\ i &= \frac{g_m V_{be}\left(2R+(R\|r_\pi)\right)+V}{2R+(R\|r_\pi)} \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \left.\begin{aligned} V &= \frac{\left(2R+(R\|r_\pi)\right)V_{be}}{R\|r_\pi} \\ i &= g_m V_{be} + \frac{V_{be}}{R\|r_\pi} \Rightarrow i = \frac{g_m(R\|r_\pi)V_{be}+V_{be}}{R\|r_\pi} = \frac{\left[g_m(R\|r_\pi)+1\right]V_{be}}{R\|r_\pi} \end{aligned}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{EQ} = \frac{V}{i} = \frac{\dfrac{\left(2R+(R\|r_\pi)\right)V_{be}}{R\|r_\pi}}{\dfrac{\left[g_m(R\|r_\pi)+1\right]V_{be}}{R\|r_\pi}} = \frac{2R+(R\|r_\pi)}{g_m(R\|r_\pi)+1} = \boxed{136{,}5\ \Omega}$$

Ejercicio 3

Se pretende estudiar cómo influyen ciertos elementos externos (circuito de polarización) y factores internos de un transistor de efecto de campo, en el comportamiento del dispositivo. Para ello, considérese el circuito de la figura.



DATOS:
Circuito de polarización:

$V_{DD} = V_{SS} = +5$ V ; $V_{GG} = 0$ V.

Transistor MOSFET (de acumulación), de canal n:

$V_T = 3$ V ;

$$k = k'\frac{Z}{L} = 10^{-3} A/V^2$$

L: Longitud del canal; Z: Anchura del canal

Característica I-V en saturación: $I_D = k \cdot (V_{GS} - V_T)^2$

a) Calcular los rangos de valores de R_D que hacen trabajar al MOSFET en las distintas regiones de funcionamiento (corte, región gradual y saturación). **(0,8 p.)**

b) Repetir el apartado anterior si se intercambian las tensiones de polarización aplicadas a los nodos de puerta y fuente, esto es, se hacen $V_G = -V_{SS}$ y $V_S = V_{GG}$ **(0,6 p.)**

c) Se quiere estudiar seguidamente la variación del parámetro de transconductancia del MOSFET en saturación, g_m, con respecto de posibles variaciones de las dimensiones Z y L del transistor en torno a su valor nominal de diseño. Para ello, se escoge un valor de $R_D = 1$ kΩ. Calcular los valores nominal, máximo y mínimo de g_m si $\left|\frac{\Delta Z}{Z}\right| = \left|\frac{\Delta L}{L}\right| \leq 0{,}02$. **(0,6 p.)**

a) ¿R_D?

$$\left.\begin{array}{l} EE: V_{GS} = V_{GG} - V_{SS} \\ ES: V_{DD} - I_D R_D - V_{DS} - V_{SS} = 0 \\ C: I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \end{array}\right\}$$

$\boxed{V_{GSQ} = V_{GG} - V_{SS} = 0 - (-5) = 5V}$ independiente de R_D

$\boxed{I_{DQ} = 10^{-3}(5-3)^2 = 4 \cdot 10^{-3} A = 4mA}$ independiente de R_D

$\boxed{V_{DSQ} = V_{DD} - I_D R_D - V_{SS} = 5 - 4R_D - (-5) = 10 - 4R_D}$

Comprobamos las hipótesis de saturación:

$V_{GS} = 5V > V_T = 3V$ OK $\forall R_D$ El MOSFET está en conducción para cualquier valor de R_D

$V_{DS} > V_{DSSAT} \Rightarrow 10 - 4R_D > V_{GS} - V_T \Rightarrow 10 - 4R_D > 5 - 3 \Rightarrow 10 - 4R_D > 2 \Rightarrow \boxed{R_D < 2k\Omega}$

Por tanto:

Si $R_D > 2k\Omega \Rightarrow$ región gradual
Si $R_D < 2k\Omega \Rightarrow$ saturación

b) ¿R_D?

$$EE: V_{GS} = V_{SS} - V_{GG} = -5 - 0 = -5 < V_T = 3V \Rightarrow \boxed{\text{MOSFET en corte } \forall R_D}$$

c) ¿g_m? con $R_D = 1k\Omega$

$$g_m = \frac{di_D}{dV_{GS}} = 2k(V_{GS} - V_T) = 2k'\frac{Z}{L}(V_{GS} - V_T) = 2\cdot10^{-3}(5-3) = 4\cdot10^{-3}\ A/V \quad \text{donde } k = k'\frac{Z}{L} = 10^{-3} \ldots$$

Ahora bien, tenemos que:

$$\left|\frac{\Delta Z}{Z}\right| \leq 0{,}02 \Rightarrow -0{,}02 \leq \frac{\Delta Z}{Z} \leq 0{,}02 \Rightarrow -0{,}02Z \leq \Delta Z \leq 0{,}02Z \Rightarrow \begin{cases} Z_{max} = Z + \Delta Z = Z + 0{,}02Z = 1{,}02\ldots \\ Z_{min} = Z + \Delta Z = Z - 0{,}02Z = 0{,}9\ldots \end{cases}$$

$$\left|\frac{\Delta L}{L}\right| \leq 0{,}02 \Rightarrow -0{,}02 \leq \frac{\Delta L}{L} \leq 0{,}02 \Rightarrow -0{,}02L \leq \Delta L \leq 0{,}02L \Rightarrow \begin{cases} L_{max} = L + \Delta L = L + 0{,}02L = 1{,}02L \\ L_{min} = L + \Delta L = L - 0{,}02L = 0{,}98\ldots \end{cases}$$

$$\boxed{g_{max}} = 2k'\frac{Z_{max}}{L_{min}}(V_{GS} - V_T) = 2k'\frac{1{,}02Z}{0{,}98L}(V_{GS} - V_T) = 2k'\frac{Z}{L}\cdot\frac{1{,}02}{0{,}98}(V_{GS} - V_T) = 2\cdot10^{-3}\cdot\frac{1{,}02}{0{,}98}(5-3) = \underline{4{,}16\cdot10^{-3}\ A/V}$$

$$\boxed{g_{min}} = 2k'\frac{Z_{min}}{L_{max}}(V_{GS} - V_T) = 2k'\frac{0{,}98Z}{1{,}02L}(V_{GS} - V_T) = 2k'\frac{Z}{L}\frac{0{,}98}{1{,}02}(V_{GS} - V_T) = 2\cdot10^{-3}\frac{0{,}98}{1{,}02}(5-3) = \underline{3{,}84\cdot10^{-3}\ A/V}$$

Ejercicio 1

El componente de dos terminales de la figura 1 limita la tensión en bornas de la resistencia R mediante la acción de los diodos D_1 y D_2.

a) ¿Cuál es esa tensión límite en valor absoluto, si considera como primera aproximación el modelo lineal por tramos para los diodos? **(0,6 p.)**

b) Obtenga y represente gráficamente la característica I - V del componente en estática, utilizando de nuevo el modelo lineal por tramos. **(0,8 p.)**

c) Considerando como segundo nivel de aproximación el modelo de Shockley para los diodos, calcule el valor de la resistencia equivalente r_{EQ} del componente para pequeña señal en el punto de trabajo $V_Q = 580$ mV. **(0,6 p.)**

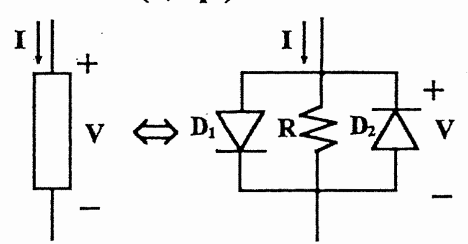


Figura 1

DATOS: $R = 1\ k\Omega$, $V_t = 25$ mV

Parámetros de los diodos,

Modelo lineal por tramos:

$V_\gamma \neq 0$, $r_d = 0$, $V_Z \rightarrow \infty$

Modelo de Shockley:

$I_S = 2{,}1$ pA

$$\frac{1}{r_d} = g_d = \left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_{v_D = V_Q}$$

NOTA: Para el cálculo de pequeña señal del apartado **c)** los efectos capacitivos de los diodos son despreciables.

+ V_D –

I_D

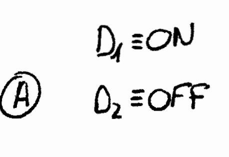
ON

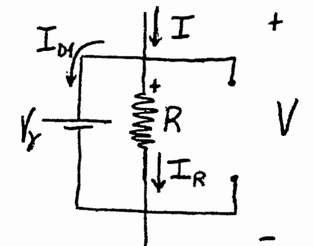
OFF

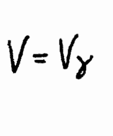
I_D

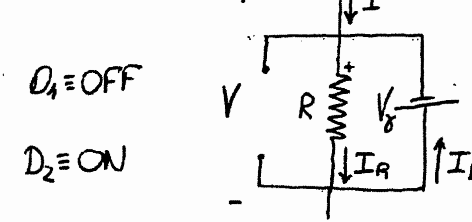
V_γ

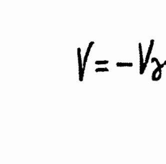
a) Los casos posibles son:

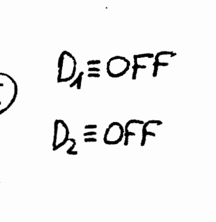
Ⓐ




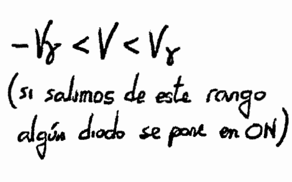


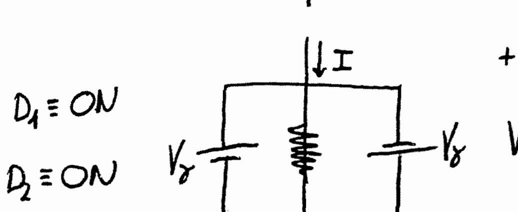
Ⓑ




Ⓒ


I + R V –



Ⓓ


$V = V_\gamma = -V_\gamma$!!!

Caso imposible

El valor límite es, por tanto:

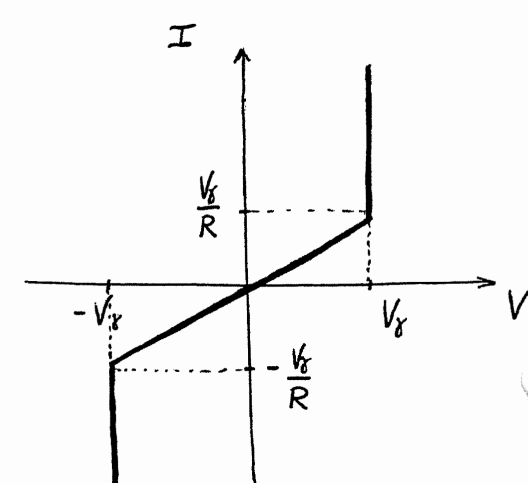
$$V_{límite} = V_\gamma$$

b)

Ⓐ $\left.\begin{array}{l} I_{D1} = I - I_R \\ I_R = \frac{V_\gamma}{R} \end{array}\right\} \Rightarrow I_{D1} = I - \frac{V_\gamma}{R} \Rightarrow I_{D1} > 0 \Rightarrow I - \frac{V_\gamma}{R} > 0 \Rightarrow I > \frac{V_\gamma}{R}$

Ⓑ $\left.\begin{array}{l} I + I_{D2} = I_R \\ I_R = -\frac{V_\gamma}{R} \end{array}\right\} \Rightarrow I_{D2} = I_R - I \Rightarrow I_{D2} = -\frac{V_\gamma}{R} - I \Rightarrow I_{D2} > 0 \Rightarrow -\frac{V_\gamma}{R} - I > 0 \Rightarrow I < -\frac{V_\gamma}{R}$

Ⓒ $V = IR \Rightarrow I = \frac{1}{R} V$



c)

Sea la ecuación de Schokley: $i_D = I_S\left(\exp\frac{V_D}{V_T} - 1\right)$

Derivando obtenemos: $\frac{di_D}{dv_D} = \frac{I_S}{V_T}\exp\frac{V_D}{V_T}$

Del enunciado tenemos que: $g_m = r_d = \left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_{V_D = V_Q} \Rightarrow r_d = \frac{1}{\left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_{V_D=V_Q}} = \frac{1}{\frac{I_S}{V_T}\exp\frac{V_Q}{V_T}} = \frac{I_S}{V_T}\exp\left(-\frac{V}{V}\right.$

El diodo 1 en pequeña señal queda:

r_{d1}, C_{D1}, C_{J1} — Despreciando capacidades ⇒ r_{d1}

$r_{d1} = \frac{2{,}1\cdot10^{-12}}{25\cdot10^{-3}}\exp\left(-\frac{0{,}58}{25\cdot10^{-3}}\right) = 1\,\Omega$ ya que $V_{D1} = V_Q = 0{,}58$

El diodo 2 en pequeña señal queda:

r_{d2}, C_{D2}, C_{J2} — Despreciando capacidades ⇒ r_{d2}

$r_{d2} = \frac{2{,}1\cdot10^{-12}}{25\cdot10^{-3}}\exp\left(\frac{0{,}58}{25\cdot10^{-3}}\right) = 1{,}4\cdot10^{20}\,\Omega$ ya que $V_{D2} = -0{,}58\,V$

Por tanto el circuito equivalente queda:

D1 (r_{d1}), R, D2 (r_{d2}) ≈ r_{EQ}

$r_{EQ} = r_{d1} \,||\, R \,||\, r_{d2} \Rightarrow \boxed{r_{EQ} = r_{d1} = 1\,\Omega}$

Son muy grandes y se pueden despreciar en paralelo con r_{d1}

Ejercicio 4

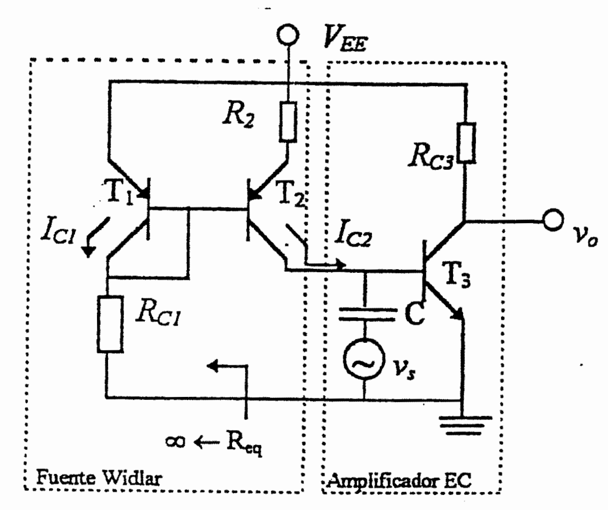
El circuito de la figura permite medir el parámetro h_{fe} ($\approx\beta$) del transistor T_3 a través de la ganancia de tensión en pequeña señal $A_v=v_o/v_s$. Para ello se polariza un circuito en emisor común con una corriente de base ($I_{B3}=I_{C2}$) fija, de 50 µA, mediante un circuito Widlar (espejo de corriente con reducción o lente de corriente). Dado que el transistor T_3 es de tipo *npn*, para realizar esta polarización se requiere una fuente Widlar con transistores *pnp*.

a) Calcular la corriente I_{C1} y la resistencia R_2 para obtener esa corriente de base en T_3. (0,8 p.)

b) Si la ganancia medida a frecuencias medias vale $A_v=v_o/v_s=-200$. ¿cuál es el valor de h_{fe} del transistor T_3?. Suponga en este apartado que el transistor T_3 se encuentra en activa y que la resistencia equivalente en pequeña señal de la fuente Widlar vista entre los terminales *BE* de T_3 es infinita. (0,4 p.)

c) Para el valor de h_{fe} obtenido en **b)** comprobar que, efectivamente, el transistor medido, T_3, se encuentra en activa. (0,3 p.)

d) Calcular la frecuencia de corte inferior del circuito. (0,5 p.)



Datos:
$\beta_1=\beta_2>>1$
(en activa) $V_{EB1}=V_{EB2}=0{,}7$ V
(en activa) $V_{BE3}=0{,}7$ V
h_{ie3} (kΩ) $=0{,}025/I_{B3Q}$ (mA)
$R_{C1}=4{,}65$ kΩ
$R_{C3}=1$ kΩ
$V_{EE}=10$ V
$C=$ 100 µF

a) ¿I_{C1}, R_2?

$$V_{BC1}=0 \Rightarrow V_{EB1}=V_{EC1}$$

$$\boxed{I_{C1}=\frac{V_{EE}-V_{EC1}}{R_{C1}}=\frac{10-0{,}7}{4{,}65}=2\,mA}$$

($\beta>>1$)

$$V_{EB1}=I_{E2}R_2+V_{EB2}=\frac{\beta+1}{\beta}I_{C2}R_2+V_{EB2}=I_{C2}R_2+V_{EB2} \Rightarrow V_{EB1}=I_{C2}R_2+V_{EB2} \quad [1]$$

Ahora necesitamos una relación entre las tensiones V_{EB1} y V_{EB2}. Utilizaremos las ecuaciones de Ebers-Moll simplificadas para activa directa:

$$I_{C1}=I_S\left(\exp\frac{V_{EB1}}{V_T}-1\right)-\frac{I_S}{\alpha_R}\left(\exp\frac{V_{CB1}}{V_T}-1\right)\Rightarrow I_{C1}\simeq I_S\cdot\exp\frac{V_{EB1}}{V_T}$$

(exp >> 1; segundo término ≃ 0)

$$I_{C2}=I_S\left(\exp\frac{V_{EB2}}{V_T}-1\right)-\frac{I_S}{\alpha_R}\left(\exp\frac{V_{CB2}}{V_T}-1\right)\Rightarrow I_{C2}\simeq I_S\cdot\exp\frac{V_{EB2}}{V_T}$$

(exp >> 1; segundo término ≃ 0)

$$\Rightarrow \left\{ V_{EB1}=V_T\ln\frac{I_{C1}}{I_S} \quad ; \quad V_{EB2}=V_T\ln\frac{I_{C2}}{I_S} \right\}$$

Por último sustituimos las expresiones de V_{EB1}, V_{EB2} en la ecuación [1]:

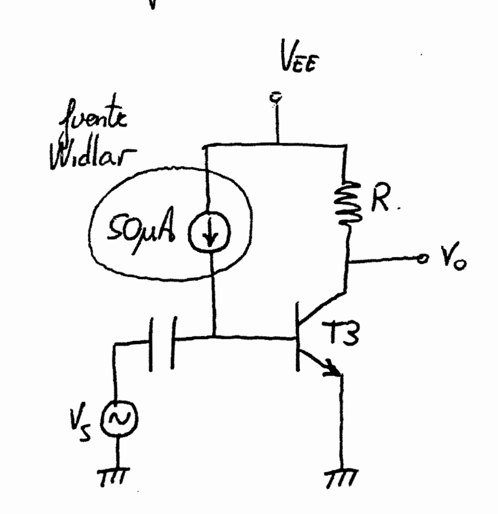
$$V_{EB1} = I_{C2}R_2 + V_{EB2} \Rightarrow V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_S} = I_{C2}R_2 + V_t \ln\frac{I_{C2}}{I_S} \Rightarrow V_t\left(\ln\frac{I_{C1}}{I_S} - \ln\frac{I_{C2}}{I_S}\right) = I_{C2}R_2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_t \ln\frac{\frac{I_{C1}}{I_S}}{\frac{I_{C2}}{I_S}} = I_{C2}R_2 \Rightarrow \boxed{V_t \ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2}R_2}$$ Ecuación de la fuente Widlar

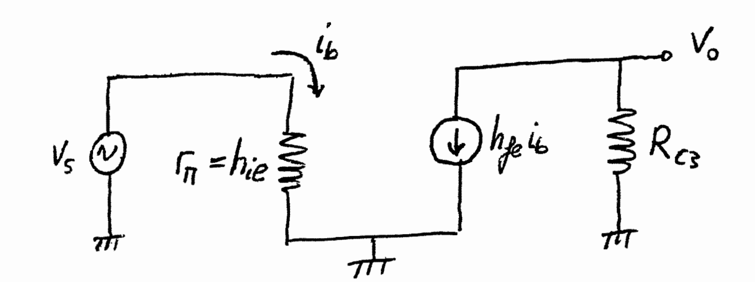
Ahora calculamos R_2:

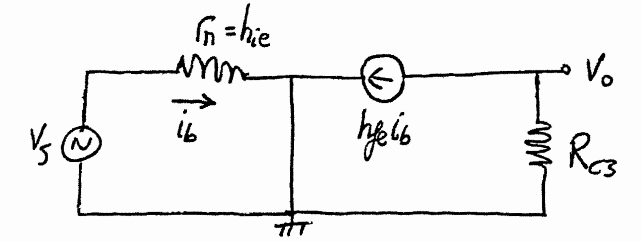
$$\boxed{R_2} = \frac{V_t \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right)}{I_{C2}} = \frac{0{,}025 \ln\left(\frac{2}{50\cdot 10^{-3}}\right)}{50\cdot 10^{-3}} = 0{,}5\cdot \ln 40 = \boxed{1{,}84\ k\Omega}$$

b) ¿ $h_{fe} = \beta$? con $A_V = -200$



Circuito equivalente en pequeña señal (se anula la fuente Widlar dejándola en circuito abierto por tratarse de una fuente independiente):





$$\left.\begin{array}{l} V_o = -h_{fe} R_{C3} i_b \\ V_s = h_{ie} i_b \end{array}\right\}$$ Relaciones obtenidas del circuito de pequeña señal.

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} \Rightarrow = \frac{-h_{fe} R_{C3} \cancel{i_b}}{h_{ie} \cancel{i_b}} \Rightarrow \boxed{h_{fe}} = -\frac{A_V \cdot h_{ie}}{R_{C3}} = \frac{-200\cdot 0{,}5}{1} = \boxed{100}$$

c) ¿Estado T_3 ?

$I_{B3} = 50\mu A > 0 \Rightarrow T_3$ en conducción (activa directa o saturación).

$V_{BC3} = V_{BE3} - V_{CE3} = 0{,}7 - 5 = -4{,}3\ V < 0 \Rightarrow$ Unión base-colector en inversa $\Rightarrow$ $\boxed{T_3 \text{ en activa directa}}$

V_{BC} — Act. inv. | Saturación
Corte | Act. dir. — V_{BE}

NOTA: No podemos comprobar $V_{CE} > V_{CEsat}$ porque V_{CEsat} no es dato.

Ejercicio 2. La figura 2 muestra un circuito receptor de comunicaciones ópticas que emplea un fotodiodo omo sensor y un amplificador de corriente realizado con un JFET de canal n. El fotodiodo, de sensibilidad s, equivale desde el punto de vista circuital, a un generador de corriente de valor $s{\cdot}p_i$ (siendo p_i la potencia de la pequeña señal luminosa incidente) en paralelo con un diodo, como muestra la figura 2.

a) En ausencia de señal ($p_i = 0$), calcule R_S para que $i_L = 0$, comprobando que el diodo opera en OFF y el transistor en saturación **(1 p.)**

b) Dibuje el circuito equivalente de pequeña señal para frecuencias medias **(0,5 p.)**

c) Calcule la relación $\dfrac{i_l}{p_i}$ de pequeña señal y frecuencias medias**(0,5 p.)**

d) Halle el margen dinámico a la salida para la señal i_l, sabiendo que no está limitado por el diodo ni porque el JFET entre en región de corte o gradual, sino por la falta de validez del modelo de pequeña señal del transistor.
NOTA: Considere el margen dinámico de la corriente como la máxima amplitud simétrica de i_l que no produce distorsión. Suponga que el JFET es un dispositivo aproximadamente lineal si: $|v_{gs}| < |V_{GS} - V_T|/5$ **(0,5p.)**

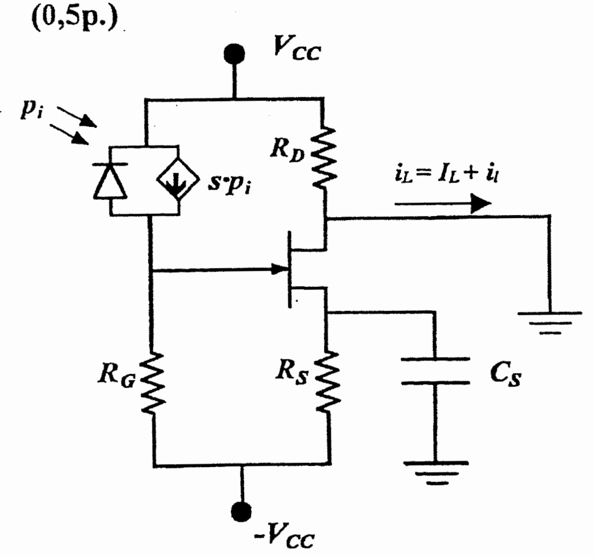


Figura 2

DATOS:
$V_{CC} = 12$ V,
$R_D = 3$ kΩ, $R_G = 10$ kΩ, $C_S \to \infty$.

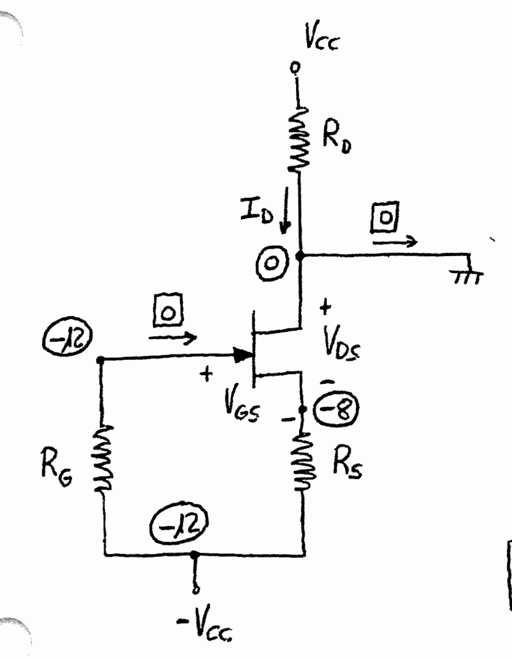
Para el fotodiodo:
$V_\gamma = 0{,}5$ V, $V_Z \to \infty$,
$s = 0{,}5$ A/W

Para el JFET en saturación se cumple que:

$$I_D = \kappa (V_{GS} - V_T)^2$$

con: $\kappa = 1$ mA/V², $V_T = -6$ V, V_A (tensión Early)$\to \infty$,

a) ¿R_S? para $i_L = 0$, D ≡ OFF , JFET en saturación , $p_i = 0$



Primero calculamos el valor de I_D en la resistencia R_D:

$$I_D = \frac{V_{cc} - 0}{R_D} = \frac{12 - 0}{3} = 4\,mA$$

Ahora calculamos V_{GS}:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} = V_T \pm \sqrt{\frac{I_D}{k}} = -6 \pm \sqrt{\frac{4}{1}} = \begin{cases} -4 > V_T \\ \cancel{-8 < V_T} \end{cases}$$

Por último calculamos R_S:

$$V_{GS} = V_G - V_S \Rightarrow V_S = V_G - V_{GS} = -12 - (-4) = -8\ V$$

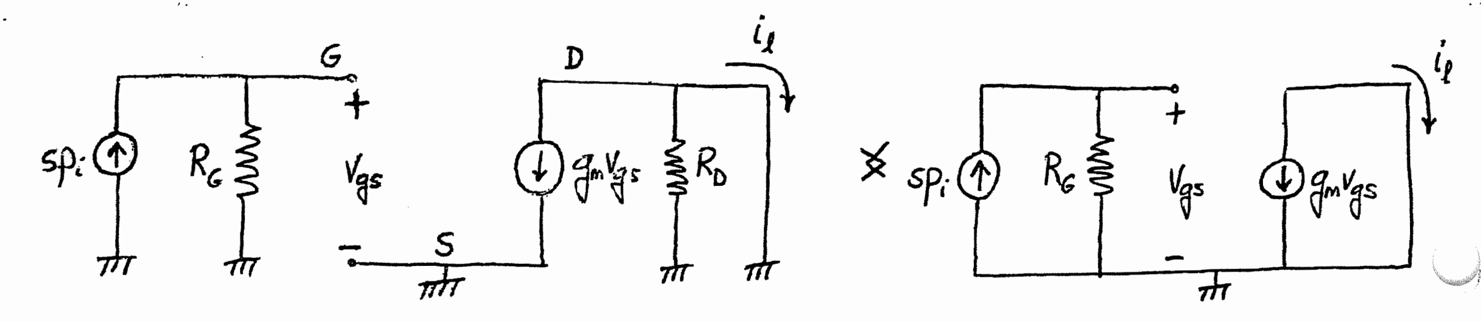
$$\boxed{R_S = \frac{-V_{cc} - V_{GS} - (-V_{cc})}{I_D}} = \frac{-V_{GS}}{I_D} = \frac{-(-4)}{4} = \boxed{1\,k\Omega}$$

Comprobación de hipótesis:

$D \equiv OFF \Rightarrow V_D = V_G - V_{CC} = -V_{CC} - V_{CC} = -12-12 = -24\,V < V_\gamma = 0{,}5\,V$ OK

JFET ≡ saturado $\Rightarrow \begin{cases} 0 > V_{GS} = -4 > V_T = -6 \quad \text{OK} \\ V_{DS} = V_D - V_S = 0-(-8) = 8V > V_{GS} - V_T = 4-(-6) = 2V \quad \text{OK} \end{cases}$

b) Dibujo en pequeña señal



donde $g_m = 2k(V_{GS} - V_T) = 2 \cdot 1(-4-(-6)) = 4\,mS$

NOTA: sp_i no se anula porque es una fuente dependiente

c) ¿$\frac{i_\ell}{p_i}$?

Obtemos relaciones en el circuito de pequeña señal

$$\left. \begin{array}{l} i_\ell = -g_m V_{gs} \\ V_{gs} = s p_i R_G \Rightarrow p_i = \dfrac{V_{gs}}{s R_G} \end{array} \right\} \Rightarrow \boxed{\frac{i_\ell}{p_i}} = \frac{-g_m V_{gs}}{\frac{V_{gs}}{s R_G}} = -g_m s R_G = -4 \cdot 0{,}5 \cdot 10 = \boxed{-20\,A/W}$$

(mS)(A/W)(kΩ)

d) ¿MD i_ℓ?

$$i_\ell = -g_m V_{gs} \Rightarrow |i_\ell| = |-g_m V_{gs}| = g_m |V_{gs}| < g_m \frac{|V_{GS} - V_T|}{5} = 4\,\frac{|-4-(-6)|}{5} = \frac{8}{5} = 1{,}6\,mA$$

utilizamos $|V_{gs}| < \frac{|V_{GS} - V_T|}{5}$ que es dato del enunciado

O sea $\boxed{|i_\ell| < 1{,}6\,mA}$

EBAS

Tema 2: 8, 10 — DIODOS DE UNIÓN
- 8 → función de transferencia
- 10 → ec. de Shockley (diodos Zéner)

Tema 3: 14, 20
- 14 → 3 BJT: modelo lineal y Ebers-Moll (PNP)
- 20 → PNP: Ebers-Moll (voltímetro ideal) → indicar región de funcionamiento

TRANSISTOR BIPOLAR

PUNTO DE TRABAJO

DIODOS: V_D, I_D

BJT: I_B, I_C, V_{BC}, V_{CE}

FET: $I_D = I_S$, V_{DS}, V_{GS}

= CIRCUITO EN CONTINUA =

ESTADO DESEADO

DIODO ≡ ON

BJT ≡ ACTIVA

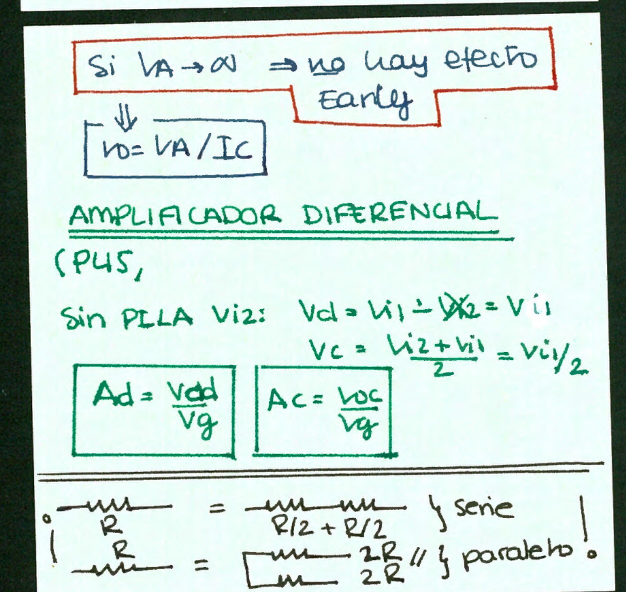
FET ≡ SATURACIÓN

Tema 6: 44 (igual que 43)

44 → amplificador diferencial sin efecto Early en apartado (a). Para el resto $r_o = V_A / I_C$ ⇒ si $V_A \to \infty$ no hay efecto Early

47 → A.D con una resistencia en serie...

Tema 7: 54 (igual que 53 y no primero OFF y luego ON ⇒ ⇒ transitorio ⇒ DE OFF) → FOTODIODO


Si $V_A \to \infty$ ⇒ no hay efecto Early

⇓

$r_o = V_A / I_C$

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

(P45,

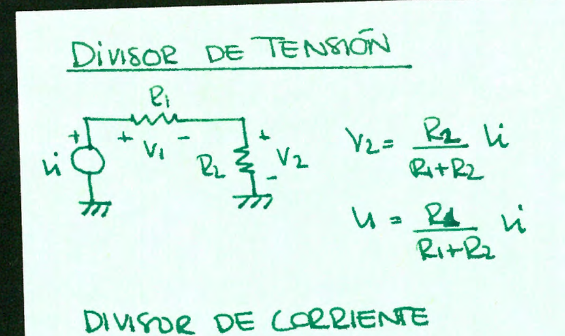
Sin PILA v_{i2}: $v_d = v_{i1} - v_{i2} = v_{i1}$

$v_c = \frac{v_{i2} + v_{i1}}{2} = v_{i1}/2$

$A_d = \frac{v_{od}}{v_g}$ $A_c = \frac{v_{oc}}{v_g}$

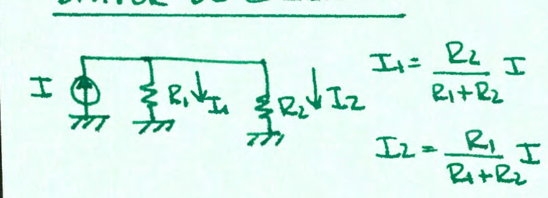
R = R/2 + R/2 } serie

R = 2R // 2R } paralelo


DIVISOR DE TENSIÓN

$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i$

$v_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_i$


DIVISOR DE CORRIENTE

$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$

$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I$